

Radiotechnik (či elektronik, či jakýkoli jiný technik) se dnes neobejde bez častého a soustavného studia odborných textů, ať již domácích nebo zahraničních. Snad ještě nikdy v dějinách techniky nedošlo k tak prudkému a bouřlivému rozvoji technického odvětví, jako jsme toho svědky právě u elektroniky v současné a nedávno minulé době. Elektronika, tranzistor, integrovaný obvod — to jsou pojmy, které znamenají nejen revoluci v technice samé, ale i v myšlení techniků, v přístupu k řešení různých technických problémů, v možnosti realizace na první pohled fantastických záměrů atd.

tovat se ve výrobě integrovaných obvodů, není, myslím, dnes v lidských silách znát alespoň částečně produkci i jen předních firem, neboť nové výrobky přibývají téměř lavinovitě. Dnes se prakticky pro každý obor elektroniky vyrábějí speciální integrované obvody a to navíc v mnoha (někdy málo, někdy více) odlišných variantách. Revoluci ve výrobě např. elektronických varhan, ve výrobě různých měřicích a řídicích aparatur a přístrojů, ve výrobě spotřebního zboží a vlastně ve všech oborech elektroniky mají „na svědomí“ integrované obvody. Přední světové firmy jsou ochotny navrhnout a do

QUEM AD FINEM

Tak jako u sportu se před časem začalo mluvit o hranici lidských možností, tak si musí každý technik klást otázku — co je omezujícím (nebo omezujícími) faktorem (faktory) rozvoje elektroniky, kdy skončí a čím skončí onen rozmach, jaké cesty čekají elektroniku v budoucnosti? K jakému konci (quem ad finem) spěje elektronika? Tyto otázky napadnou nutně každého, kdo sleduje třeba současné (i radioamatérské) časopisy, především americké, neboť právě v nich je vidět nejlépe onen každoroční (nebo i časově kratší) skok ve kvalitě uveřejňovaných konstrukcí, přístrojů, součástek atd., daný neobyčejně rozvinutou a neobyčejně pružnou součástkovou základnou, jež je důsledkem tvrdého konkurenčního boje. Bylo-li např. ještě před dvěma, třemi lety možné orien-

jednoho roku (i dříve) dodat téměř neomezené množství integrovaných obvodů podle nejrůznějších přání objednatelů, jak jsme se o tom mohli přesvědčit i my na konferenci s pracovníky fy Fairchild na podzim 1972 v Pardubicích. A jsou to pochopitelně nejenom integrované obvody — rozvoj jiných prvků součástkové základny je stejně bouřlivý a vynucuje si stejnou otázku — quem ad finem?

Tyto otázky v současné době řeší přední vědecké týmy v nejvyspělejších státech světa. Nás se tyto otázky i odpovědi na ně zatím dotýkají pouze nepřímo nebo jen okrajově — co bude v budoucnosti náplní časopisů, jako je tento časopis? Jak dalece „odbourá“ používání integrovaných obvodů tvořivou práci, tvořivý přístup k řešení problémů? Budou mít časopisy jako

RK ještě nějaké oprávnění? Odpověď na tyto otázky není jednoduchá – jistě však je, že dosud zbývá i v nejvyspělejších státech dostatek prostoru k uplatnění znalostí, vědomostí i technického citu pracovníků. Vývoj směřuje ke zjednodušování základních elektronických obvodů (vylepšují se vlastnosti základních prvků součástkové základny) a k mnohem vyšším nárokům na dokonalost, složitost, bezchybnou činnost atd. u ostatních obvodů. A zcela určitě najde i v budoucnosti uplatnění technický „figl“, novátorství, neobvyklé použití obvyklých součástek,

prostě netradiční a nekonvenční přístup k věci, k řešení problémů, k návrhu obvodů.

Z tohoto hlediska jsou vybírány i konstrukce v tomto čísle RK. Jsou samozřejmě uvedeny i konstrukce a obvody vybrané podle jiných měřítek – vždyť tento časopis má kolem 50 000 čtenářů a lze proto těžko předpokládat, že by všichni byli specialisty v radiotechnice.

Doufáme, že výběr ze zahraničních časopisů uspokojí když ne všechny, tak alespoň převážnou většinu čtenářů.

Zajímavá praktická

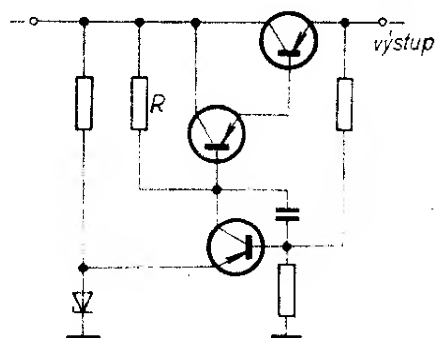
ZAPOJENÍ 6

Zdeněk Svobodný

Napájecí zdroje, stabilizátory, regulační obvody

Sériový stabilizátor napětí

Většina dnes používaných stabilizátorů napětí se sériovým tranzistorem je zapojena podle obr. 1, v němž je u dokonalejších zdrojů spodní tranzistor nahrazen dvojicí tranzistorů v diferenciálním zapojení. Stabilizační obvod, i když co do

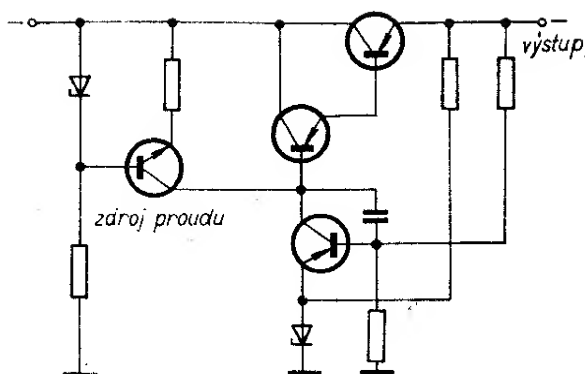


Obr. 1. Běžný stabilizovaný zdroj se sériovým tranzistorem (přes horní tranzistory a R „odporová“ cesta, přes kondenzátor a R „kapacitní“ cesta mezi vstupem a výstupem zdroje

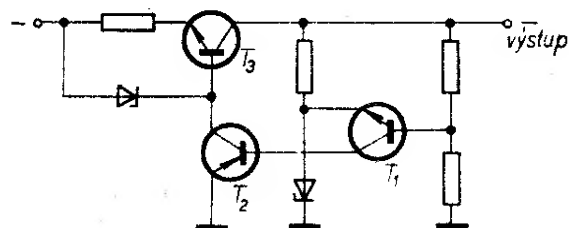
funkce vyhoví ve většině běžných případech, má dva hlavní nedostatky: stabilizátor má obvykle jednu nebo i více odporových nebo kapacitních „cest“, jimiž se dostává ze vstupu na výstup brum a jiná rušivá napětí a impulsy, a dále obvod sám o sobě nezahrnuje ochranu proti přetížení jak zátěže, tak i vlastního stabilizátoru. První z obou nedostatků se projevuje značně především tehdy, procházeli-li kapacitní nebo odporová „brumová cesta“ přes aktivní prvek, který brum a cizí napětí zesiluje (např. přechodem báze-emitor tranzistoru). Druhý nedostatek se obvykle odstraňuje zvláštními obvody k omezení proudu na výstupu nebo různými typy elektronických pojistek.

Možnost vzniku odporových nebo kapacitních cest mezi vstupem a výstupem stabilizátoru lze odstranit zapojením podle obr. 2, kde první tranzistor zleva spolu se Zenerovou diodou tvoří zdroj proudu. Na obr. 3 a 4 jsou další obvody, které odstraňují oba dva nedostatky. Obvod na obr. 3 je bistabilní a přepne stabilizátor do stavu „vypnuto“ vždy, mění-li se proud do zátěže velmi rychle mezi dvěma

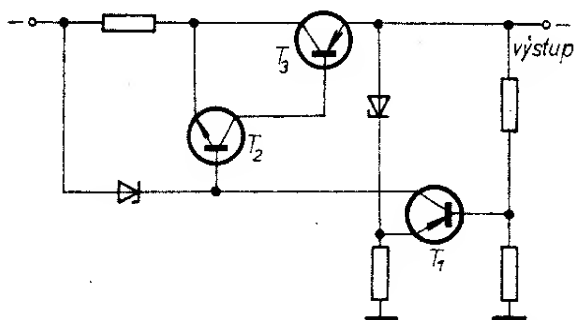
$$2 \cdot \frac{2}{73} R_K$$



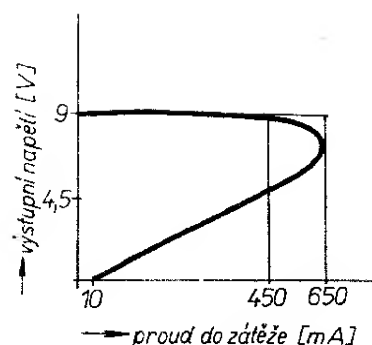
Obr. 2. Stabilizátor se zdrojem proudu (k vyloučení možnosti vzniku „cesty“ mezi vstupem a výstupem)



Obr. 3. Bistabilní obvod k samočinnému vypínání zdroje při rychlé změně zátěže mezi dvěma stavy



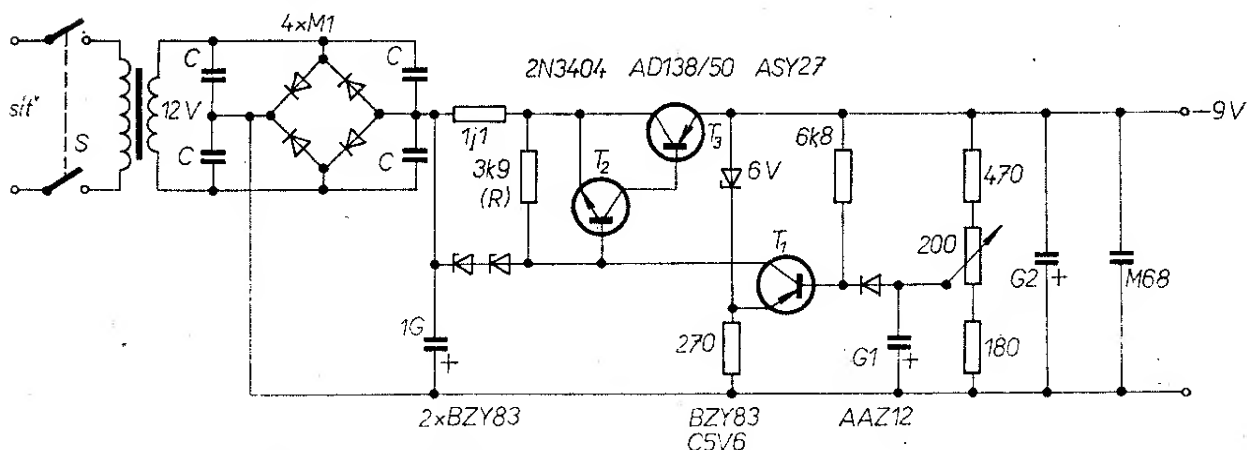
Obr. 4. Monostabilní obvod k vypnutí stabilizátoru při přetížení



Obr. 6. Vypínací charakteristika stabilizátoru podle obr. 5

mezními stavy, současně však omezuje i možnost vzniku odporových nebo kapacitních cest (vazeb) mezi vstupem a výstupem. Obvod na obr. 4 je monostabilní; vypne pouze tehdy, je-li proud do zátěže větší, než zvolená velikost. Zenerova dioda, zapojená na obr. 3 a 4 paralelně k přechodu báze-emitor tranzistoru T_3 , vede tehdy, je-li výstupní napětí menší a nevede tehdy, je-li výstupní napětí rovno zvolenému stabilizovanému napětí.

Praktické zapojení stabilizačního obvodu, který autor používá ve zdroji napájecích napětí pro komunikační přijímač, je na obr. 5 a jeho vypínací charakteristika na obr. 6. Dioda AAZ12 slouží k teplotní stabilizaci (kompenzuje změny napětí báze-emitor tranzistoru ASY27 s teplotou). Kondenzátor v anodě diody dále zmenšuje brum stabilizátoru. Odpořem 3,9 k Ω se upravuje pracovní bod tranzistoru ASY27. Statický výstupní odpor stabilizovaného zdroje je asi 0,13 Ω .



Obr. 5. Praktické řešení stabilizátoru s výstupním napětím 9 V pro maximální odběr proudu 500 mA

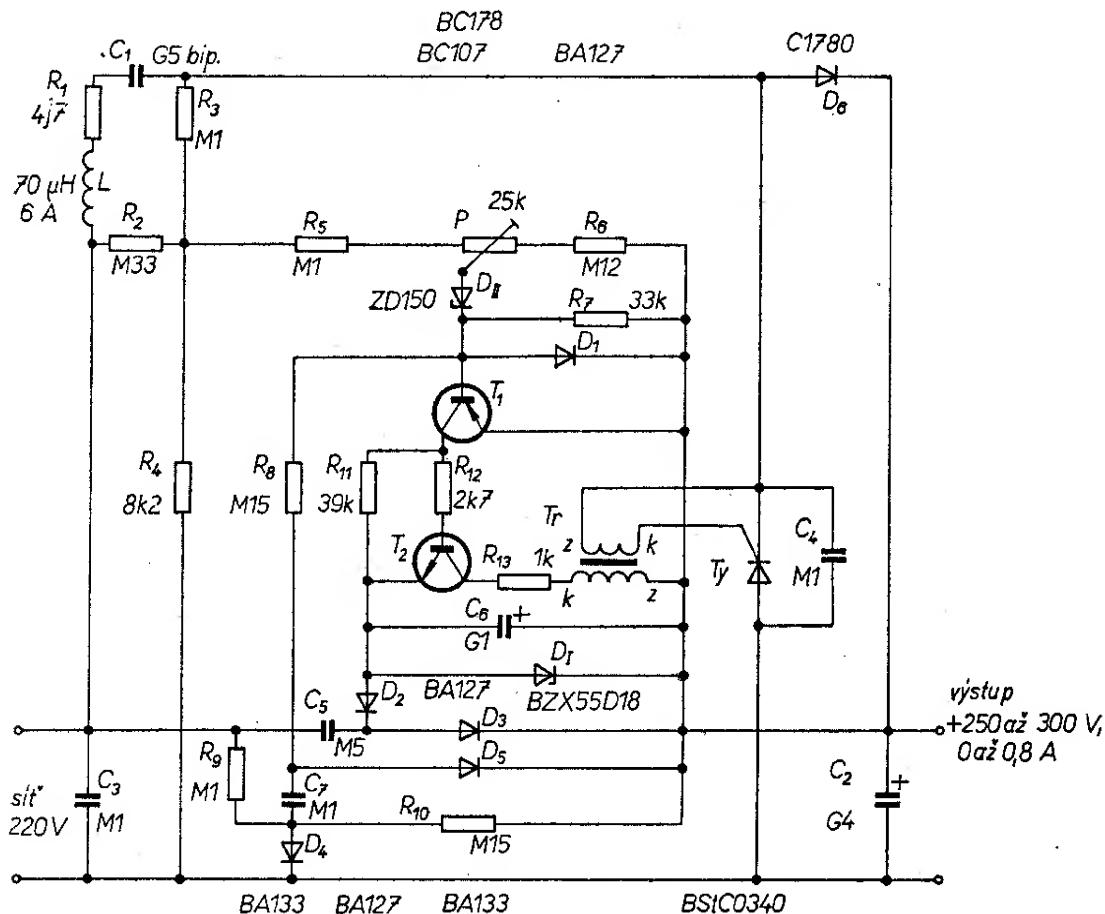
Brum je menší než 10 mV (mezivrcholová velikost) při odběru proudu 300 mA.
Wireless World, červen 1968

Zdroj stabilizovaného napětí bez transformátoru

Dosud používané zdroje stabilizovaného stejnosměrného napětí s tyristory (bez transformátorů) mají několik nevýhod, z nichž jsou podstatné např. tyto: ve stabilizovaném napětí jsou zbytky střídavých napětí o kmitočtu 25, 16 2/3, 12 1/4 Hz atd., kondenzátor, který je součástí stabilizačního obvodu, musí být vybrán tak, aby měl požadovanou kapacitu ve velmi úzkém tolerančním poli a aby „vydržel“ dosti značné střídavé napětí – tento kondenzátor nemůže být elektrolytický a má proto vždy dosti značné rozměry. Dosud používané stabilizátory využívají k řízení napětí na vý-

stupu většinou úprav kladné půlvlny síťového napětí.

Zdroj ná obr. 7 řídí napětí na výstupu změnou záporné půlvlny síťového napětí. Střídavé napětí na kondenzátoru C_1 je malé, lze proto na tomto místě použít i kondenzátor elektrolytický, s velkou kapacitou a s malým pracovním napětím (např. 500 $\mu\text{F}/70\text{ V}$). Řídicí napětí stabilizátoru se získává z kladného výstupního napětí a z okamžité hodnoty záporné půlvlny střídavého napětí, což umožňuje přesnější stabilizaci výstupního napětí a nadto ve větším rozsahu, než je obvyklé. Brumové napětí má základní kmitočet 50 Hz a nevyskytují se v něm žádná napětí nižších kmitočetů. Zapojení dovoluje montovat regulační prvek – tyristor – přímo na šasi zařízení, které tvoří současně druhý pól stejnosměrného napájecího regulovaného napětí. S takto uspořádaným obvodem lze získat ze síťového



Obr. 7. Zapojení zdroje stejnosměrného napětí bez transformátoru pro barevný televizní přijímač (Tr - jádro M30, vzduchová mezera 0,35 mm, primární vinutí má 400 z drátu o \varnothing 0,1 mm, sekundární 20 z drátu o \varnothing 0,5 mm)

napětí (bez síťového transformátoru) stejnosměrné napětí od několika voltů až do napětí téměř o dvojnásobku síťového napětí.

Zdroj na obr. 7 je navržen jako zdroj pro barevný televizní přijímač. Jeho výstupní napětí je 250 až 300 V a je při odběru proudu 0 až 0,8 A nezávislé na změnách jak vstupního střídavého napětí, tak i zátěže. Kondenzátor C_1 , tyristor, dioda $CL780$ a kondenzátor C_2 tvoří zdvojovač, přičemž dioda je při záporné půlvlně nahrazena řízeným usměrňovačem (tyristor). Vede-li tyristor při záporné půlvlně vždy v časovém okamžiku jejího maxima, je stejnosměrné napětí na pravém přívodu kondenzátoru C_1 rovno téměř amplitudě kladné půlvlny síťového napětí; napětí na kondenzátoru C_2 je zhruba dvojnásobné. Nevede-li tyristor, je napětí na kondenzátoru C_1 stejné, má však opačnou polaritu, napětí na C_2 je nulové. Řízením okamžiku „zapálení“ tyristoru v době mezi maximální kladnou a zápornou amplitudou střídavého napětí (tj. v době, kdy již není střídavé napětí maximálně záporné a ještě není maximálně kladné) lze řídit velikost výstupního stejnosměrného napětí od několika jednotek voltů do dvojnásobku mezivrcholové hodnoty střídavého vstupního napětí, přičemž stejnosměrná složka napětí na kondenzátoru C_1 je záporná, je-li výstupní stejnosměrné napětí menší než mezivrcholová hodnota střídavého vstupního napětí, a kladná, je-li stejnosměrné výstupní napětí větší. Nulové stejnosměrné napětí na kondenzátoru C_1 bude tehdy, bude-li stejnosměrné výstupní napětí stejné jako mezivrcholová hodnota vstupního střídavého napětí. Podle požadovaného výstupního napětí lze tedy jako C_1 použít elektrolytický kondenzátor a správně ho pólovat; pouze tehdy, bude-li výstupní napětí odpovídat třetímu případu, bude třeba použít jako C_1 např. bipolární nebo MP kondenzátor.

Řídicí a budicí napětí se získávají na odporovém řetězci $(R_2 || R_3) + R_5 + P + R_6$. Odpory jsou zapojeny mezi přívod střídavého napětí a výstupní stejnosměrné napětí. V určitém okamžiku, závislém na nastavení potenciometru P a na Zenerově napětí Zenerovy diody $ZD150$, povedou tranzistory T_1 a T_2 . Primárním vi-

nutím impulsního transformátoru Tr poteče proud, omezený odporem R_{13} . Tyristor setrvá v uzavřeném stavu. Transformátorem poteče proud tak dlouho, dokud se nezmění polarita napětí na potenciometru P . Proud impulsním transformátorem se přeruší. V sekundárním vinutí transformátoru vznikne impuls, který uvede tyristor do vodivého stavu. Při průchodu střídavého napětí nulou (mezi kladnou a zápornou půlvlnou) se proud tyristorem opět přeruší.

Diody D_4 a D_5 a kondenzátor C_7 spolu s odporem R_9 způsobují „zapálení“ tyristoru při připojení zdroje k síti do té doby, než se nabije kondenzátor C_2 stejnosměrným napětím. Odpor R_3 zlepšuje stabilizační účinky obvodu a volí se tak, aby se při zmenšení vstupního střídavého napětí zvětšovalo výstupní stejnosměrné napětí. Odporem R_1 se omezují proudové špičky, C_3 , C_4 a L jsou prvky odrušovacího obvodu.

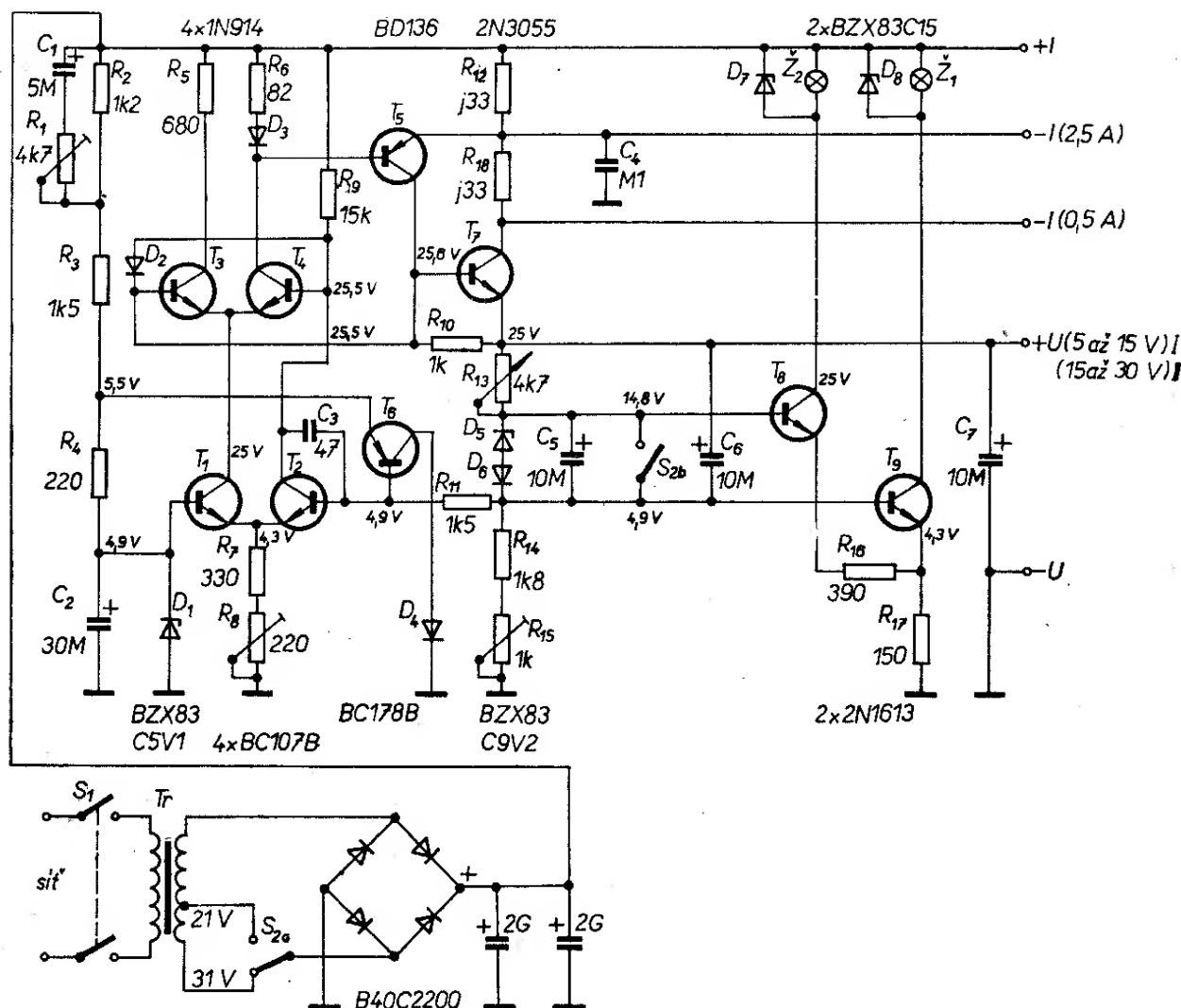
Stabilizační účinky má obvod velmi dobré: při změně síťového napětí v mezích 170 až 270 V a při změně zátěže o $\pm 50\%$ je stabilita stejnosměrného napětí lepší než $\pm 0,5\%$! Při chodu naprázdno se zvětší výstupní napětí až o 2% . Brum stabilizátoru odpovídá zapojení jednocestného usměrňovače.

Elektronik č. 10/1972

Laboratorní zdroj stabilizovaného napětí

Zdroj na obr. 8 byl navržen jako napájecí laboratorní stabilizovaný zdroj stejnosměrného napětí pro výstupní proud až 2 A. Vypínací čas při zkratu na výstupu je kratší než 5 ms, vnitřní odpor je menší než $2,5\text{ m}\Omega$, změna výstupního napětí při změně vstupního napětí o $\pm 10\%$ je menší než $0,2\%$. Brumové napětí je při 25 V, 2 A menší než 4 mV (mezivrcholové napětí).

Protože převážná většina tranzistorových zařízení se napájí obvykle napětím 3 až 20 V, bylo zvoleno výstupní napětí laboratorního zdroje 5 až 25 V ve dvou rozsazích – 5 až 15 V a 15 až 25 V. Rozdělit výstupní napětí do více stupňů je výhodné především z důvodů ztrátového výkonu např. regulačních prvků, ovšem pouze tehdy, je-li použit co nejmenší



Obr. 8. Zapojení laboratorního zdroje stejnosměrného napětí 5 až 15 V a 15 až 25 V, 2 A

počet přepínacích kontaktů. V uvedeném zapojení jsou to kontakty dvojitěho spínače S_2 . Základem stabilizátoru je diferenciální zapojení tranzistorů BC107B. Referenční napětí dodává dioda BZX83C5V1 se Zenerovým napětím 5 až 5,5 V. Tato dioda má velmi malý teplotní součinitel, což v praxi znamená, že její Zenerovo napětí je velmi málo závislé na teplotě. Dioda je zapojena poněkud neobvykle, aby se co nejvíce omezil vliv kolísání napájecího napětí.

Odpory R_2 až R_4 protéká při provozu zdroje proud. Největší díl tohoto proudu však protéká emitorovým přechodem T_6 , takže na odporu R_4 , 220 Ω , je pouze úbytek napětí, vzniklý na přechodu báze-emitor. Při uzavřeném řídicím obvodu je na bázi tranzistoru T_2 stejné napětí, jako na bázi T_1 . Konstantní napětí na odporu R_4

zaručuje pak i konstantní proud Zenerovou diodou, na nějž nemá změna napájecího napětí prakticky žádný vliv. Sériový členek RC, kondenzátor 5 μF a odporový trimr 4,7 k Ω , tvoří kompenzační člen pro potlačení brumového napětí (R_1 , C_1).

Tranzistory T_3 a T_4 tvoří další diferenciální zesilovač, který je nutný ke zlepšení regulační strmosti zdroje. Zesilovač pracuje takto: nesprávný výstupní signál se přivádí na bázi tranzistoru T_3 přes přechod emitor-báze tranzistoru T_7 . Současně se poruší rovnováha „můstku“ s tranzistory T_1 a T_2 . Zesílený výstupní signál z těchto tranzistorů se přivádí jednak na emitory tranzistorů T_3 a T_4 , a jednak na bázi T_4 . Dojde ke změně napětí ve třech místech diferenciálního zesilovače T_3 a T_4 . Výsledná změna napětí z kolektoru T_4 se pak jako řídicí signál

vede na výstupní tranzistory, zapojené v Darlingtonově zapojení.

Výstupní napětí se nastaví pomocí napěťového děliče R_{14} , R_{13} a R_{15} . Výstupní napětí lze určit z jednoduchého vztahu

$$U_{\text{výst}} = \frac{R_{13} + R_{14} + R_{15}}{R_{14} + R_{15}} U_{D1}.$$

Při přepnutí přepínače S_2 se rozšíří horní díl napěťového děliče o Zenerovu diodu D_5 , jejíž teplotní součinitel je kompenzován částečně diodou D_6 ; výstupní napětí se zvětší o 10 V. Aby bylo možné navázat jednoduše oba rozsahy výstupního napětí plynule na sebe, je jako odpor R_{15} použit odporový trimr.

Aby se nemohl obsluhovat splést při určení právě nastaveného rozsahu výstupního napětí, je ve zdroji žárovková signalizace zvoleného rozsahu (jedna či druhá žárovka svítí tehdy, je-li nebo není-li přemostěna sériová kombinace diod D_5 , D_6 kontaktem spínače S_2). Tranzistory T_8 a T_9 slouží jako paralelní stabilizační tranzistory pro napájecí napětí žárovek.

Základní vlastností dobrého laboratorního (a nejen laboratorního) zdroje je bezpečnost proti krátkému spojení a proti přetížení (pojistka). Pojistka musí reagovat při krátkém spojení okamžitě, nesmí však vypínat proud při krátkodobém přetížení (např. při nabíjení elektrolytického kondenzátoru). Pojistka byla proto navržena tak, že při přetížení nebo při krátkém spojení na výstupu zdroje je proud ze zdroje omezen na bezpečnou velikost (asi 400 mA). Výstupní napětí přitom zůstává stále a po odstranění zkratu se samočinně omezení výstupního proudu opět samočinně odstraní.

Odporem, určujícím omezení výstupního proudu je R_{12} , 0,33 Ω /1 W.

Protože mají tranzistory zdroje velké zesílení, mohlo by při činnosti zdroje dojít k vf oscilacím; proto byly do zdroje umístěny i kondenzátory C_3 a C_4 , které zabezpečují, že se zdrojem nemohou šířit signály kmitočtů vyšších než 100 kHz; jejich kapacita přitom neomezuje rychlou reakci regulačních obvodů.

Začátek proudového omezení se nastává odporovým trimrem R_8 . Začátek proudového omezení signalizují i žárovky

indikace rozsahů, buď blikáním nebo zhasnutím.

Při uvádění zdroje do chodu je spínač v poloze 5 až 15 V, potenciometr (proměnný odpor) R_{13} je v pravé krajní poloze (15 V). Za tohoto stavu musí souhlasit všechna napětí ve schématu se skutečností.

Proudové omezení se nastavuje tak, že se nastaví výstupní napětí na 25 V a upraví odběr proudu na 2,2 A. Odpor R_8 se pak zvětšuje tak dlouho, až se začne výstupní napětí zmenšovat. Při krátkém spojení musí zdroj dodávat na rozsahu 5 až 15 V asi 400, na rozsahu 15 až 25 V asi 500 mA. Obvod RC ke kompenzaci brumu se nejlépe nastavuje při výstupním napětí 20 V a výstupním proudu asi 1,5 A. Výstupní napětí pak pozorujeme na osciloskopu a odporovým trimrem 4,7 k Ω nastavíme minimální brum (nesmí být větší než 3 mV).

Laboratorní zdroj je součástí univerzálního laboratorního přístroje, který obsahuje zdroj signálů sinusových, pravoúhlých a trojúhelníkovitých průběhů, zdroj velmi malých napětí a měřicí jednotku.

Síťový transformátor je na jádru EI84b (podle DIN), primární vinutí má 630 závitů drátu o \varnothing 0,5 mm, sekundární vinutí 95 závitů drátu o \varnothing 1 mm s odbočkou na 70. závitu. Celý zdroj je kromě usměrňovačů a hlavních filtračních kondenzátorů na jedné desce s plošnými spoji o rozměrech 16 \times 10 cm.

Funktechnik č. 15/1972

Řízení rychlosti otáčení malých stejnosměrných motorků s trvalými magnety

Zařízení bylo vyvinuto na základě popisu obvodu, který byl uveřejněn v anglickém časopisu Control v říjnu 1967. Autor ho používá k řízení rychlosti vlaků u modelové železnice – princip zapojení lze však využít při řízení rychlosti otáčení jakýchkoli motorků s trvalým magnetem a s proměnlivou zátěží.

Klasickou metodou regulace rychlosti motorků bylo řízení proměnným odporem (obvykle drátovým potenciometrem) v sérii se zdrojem napájecího napětí. Takto bylo možné řídit rychlost otáčení plynule,

pokud byla konstantní zátěž. Potíže se však vyskytly vždy, byla-li rychlost otáčení malá a kroutivá síla nezávislá na zpětné elektromotorické síle, jejíž velikost je vždy úměrná rychlosti otáčení. Několik dalších způsobů řízení rychlosti otáčení je stručně popsáno např. ve Wireless World, září 1967 (Speed control for D. C. model motors) a červen 1967 (Thyristor speed control for electric drill motors) atd.

Obvod na obr. 9 využívá předností všech dříve popsaných regulátorů a odstraňuje (alespoň částečně) jejich nedostatky. Motor je poháněn napěťovými impulsy z volně kmitajícího multivibrátoru. Během každého impulsu se na motorku objeví plné napájecí napětí. V intervalu mezi impulsy se srovnává zpětná elektromotorická síla z motorku s referenčním napětím; výsledkem tohoto srovnávání je buď zrychlení nebo zpomalení „příchodu“ dalšího napájecího impulsu.

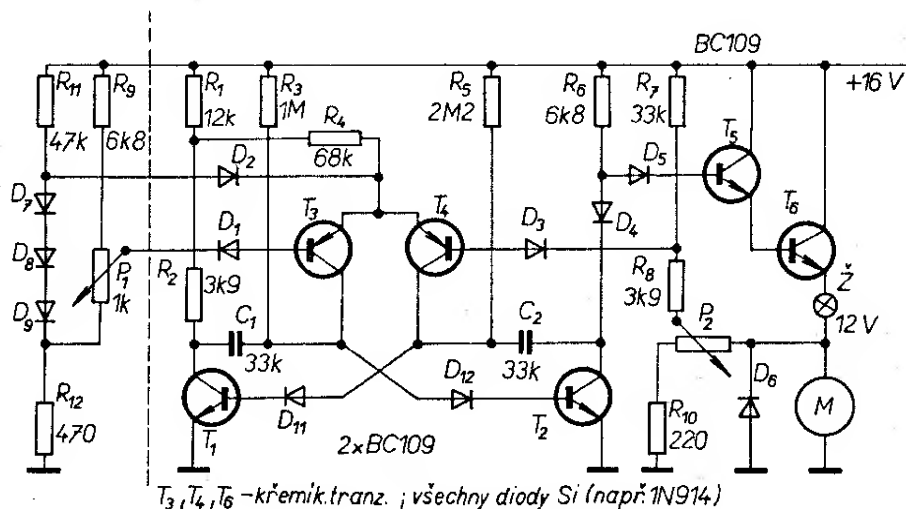
Tranzistory T_1 a T_2 na obr. 9 jsou tranzistory multivibrátoru. Kapacita kondenzátoru C_1 určuje trvání impulsu a kapacita kondenzátoru C_2 interval mezi impulsy. Tranzistory T_3 a T_4 tvoří diferenciální zesilovač, který srovnává (porovnává) referenční napětí na děliči napětí R_{12} , P_1 a R_9 se zpětnou elektromotorickou silou motorku, a to vždy v době mezi jednotlivými impulsy. Zpětná elektromotorická síla se snímá z katody diody D_3 ; na katodu se dostává z potenciometru P_2 přes odpor R_8 . Odpory R_{10} a R_7 slouží k úpravě velikosti této zpětné elektromotorické síly.

Během intervalu mezi jednotlivými impulsy vede tranzistor T_2 a tranzistor T_1 je uzavřen. Kondenzátor C_2 se vybíjí přes odpor R_5 a tranzistor T_4 ; je-li zpětná elektromotorická síla příliš malá, teče proud tranzistorem T_4 tak, že se kondenzátor C_2 rychle nabíjí a tím se zrychluje střída napájecích impulsů. Je-li zpětná elektromotorická síla velká, tranzistorem T_4 protéká velmi malý proud a kondenzátor se nabíjí pomaleji – střída impulsů se zpomaluje. V tomto případě se kondenzátor nabíjí převážně přes odpor R_5 .

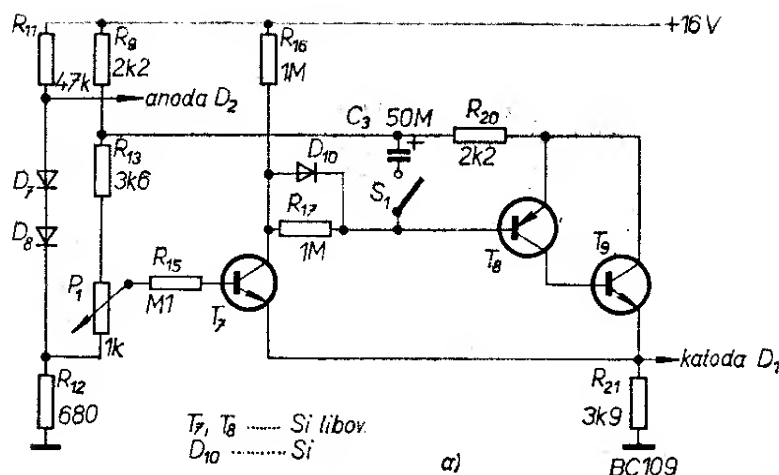
Napěťový impuls na motorku je vždy větší než zpětná elektromotorická síla a proto vždy, je-li impuls na motorku, tranzistor T_4 (a dioda D_3) nevede. Tranzistor T_3 je otevřen a kondenzátor C_1 se vybíjí. Odpory R_1 a R_2 jsou vybrány tak, že při nastavení P_1 na maximální rychlost otáčení neteče odporem R_4 žádný proud a kondenzátor C_1 se vybíjí pomalu přes odpor R_3 . Je-li běžec potenciometru P_1 na opačné straně odporové dráhy, kondenzátor C_1 se vybíjí asi dvakrát rychleji, částečně přes odpor R_3 a částečně přes tranzistor T_3 . Regulace rychlosti otáčení je tedy plynulá a rychlost lze měnit ve velmi širokých mezích. Je-li P_1 nastaven na minimum, vede dioda D_2 a tranzistor T_3 je zcela otevřen, kondenzátor C_1 se vybíjí velmi rychle. Vznikají velmi krátké impulsy. Odpory R_7 a R_8 jsou vybrány tak, aby při P_1 nastaveném na minimum byl tranzistor T_4 zcela uzavřen.

Dioda D_4 chrání multivibrátor před synchronizací náhodnými signály (např.

Obr. 9. Obvod k řízení rychlosti otáčení stejnosměrných motorků s trvalým magnetem. Rychlost se řídí potenciometrem P_1



Obr. 10. Doplněk zapojení na obr. 9 k řízení rychlosti změny rychlosti otáčení (tj. akcelerace a brzdění)



při zapnutí a vypnutí, brumem ze sítě apod.).

Impulsy napájející motorek jdou z multivibrátoru přes Darlingtonův emitorový sledovač s tranzistory T_5 a T_6 a přes žárovku 12 V. Žárovka slouží jako indikace zapnutí a jako pojistka proti přetížení.

Zhášecí dioda D_6 se používá jako ochrana proti záporným napětovým špičkám, vznikajícím na konci každého impulsu na indukčnosti vinutí motorku.

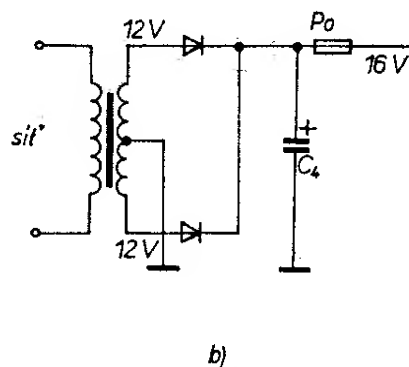
Jako doplněk základního zapojení lze použít obvod na obr. 10, sloužící k řízení rychlosti rozjezdu a dojezdu, popř. i k rychlosti změny určité rychlosti otáčení na jinou rychlost otáčení. Každá změna v nastavení potenciometru P_1 má za následek pomalé vybíjení nebo nabíjení kondenzátoru C_3 přes odpory R_{16} nebo R_{17} a diodu D_{10} . Pomalu se měnící napětí se objeví na emitoru T_8 a stejná změna napětí (v opačném smyslu) bude i na emitoru T_9 , neboť přibližně stejný proud poteče i odpory R_{20} a R_{21} . Zvětší-li se napětí na R_{21} přibližně na 600 mV, otevře se tranzistor T_7 . Další činnost je pak shodná s minulým popisem. Obvod k řízení rychlosti změny rychlosti otáčení lze odpojit vypnutím spínače S v sérii s kondenzátorem C_3 . Motorek pak reaguje na změnu polohy potenciometru řízení rychlosti okamžitě. Tranzistory T_1 , T_2 , T_5 a T_9 (obr. 9) jsou křemíkové tranzistory s velkým proudovým zesilovacím činitelem (větším než 200, např. KC508). Ostatní tranzistory jsou křemíkové libovolného typu (např. KC508, KF506, KF508 apod.). Výkonová ztráta tranzistoru T_6 a proud žárovky závisí na použitém motorku. Pro motorky s maximálním odběrem proudu asi 250 mA je vhodný tranzistor s dovoleným kolektorovým proudem asi 500 mA a žárovka 5 až

6 W. Pro motorky s maximálním odběrem asi 500 mA je vhodný tranzistor s dovolenou kolektorovou ztrátou asi 1 W a žárovka asi 12 W. Všechny diody jsou křemíkové (např. 1N914, náš ekvivalent by byl asi KY701, popř. dioda z řady KA500). Potenciometry jsou lineární, odpory mohou mít toleranci až 20 % (R_7 , R_8 , R_{12} , R_{13} mají však mít toleranci 5 %).

Vhodný zdroj stejnosměrného napájecího napětí je na obr. 11, kondenzátor ve zdroji musí být na napětí nejméně 20 V. Jeho kapacita v závislosti na odběru proudu motorkem je v tabulce. Usměrňovací diody se volí podle odběru proudu.

Max. proud motorku [A]	Max. kolekt. proud T_6 [A]	Žárovka [W]	Kapacita C_4 [μF]
0,25	0,5	5 až 6	500
0,5	1	12	1 000
1	2	21	2 000

Závěrem ještě výsledky, dosažené u vzorku: dynamické trvání impulsu se mění mezi 10 až 20 ms, délka impulsu při chodu naprázdno je 1 ms, maximální interval impulsů je 2,5 ms, maximální zpětná elektromotorická síla se mění mezi



Obr. 11. Síťový zdroj pro zařízení k řízení rychlosti otáčení z obr. 9

1,5 až 12 V. Ke zrychlení na maximální rychlost a ke zpomalení z maxima na nulovou rychlost (podle obr. 10) dojde nejdéle za 12 s, jmenovité pracovní napětí je 16 V.

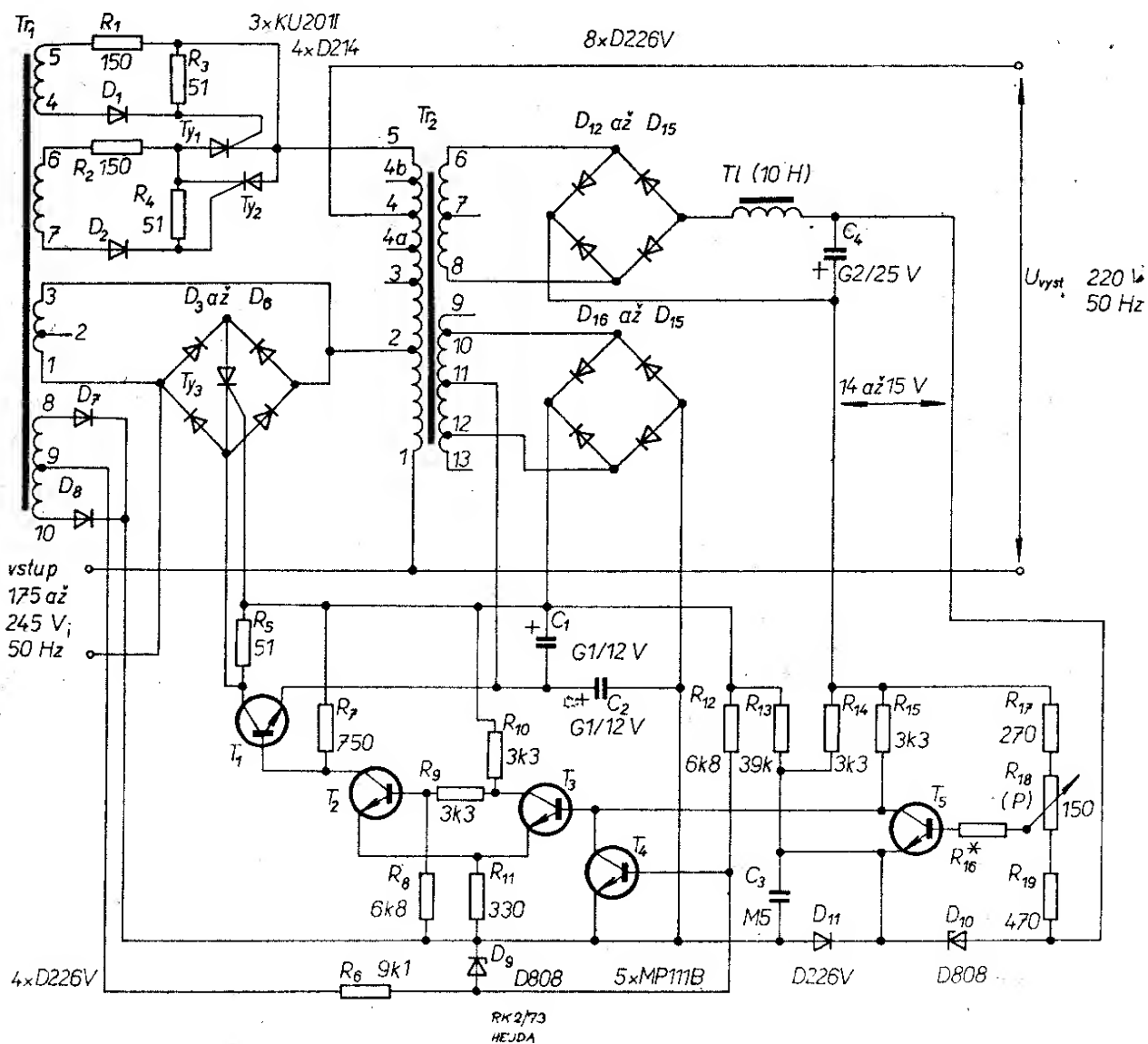
Wireless World, červenec 1972

Stabilizátor střídavého napětí s tyristory

Ke stabilizaci střídavého napětí se nejčastěji používají ferorezonanční stabilizátory, které mají pro některá použití řadu nedostatků: výstupní napětí závisí na kmitočtu sítě, „vyrábějí“ silná rozptylová pole, jsou rozměrné a těžké apod. Mnohem výhodnější je použít ke stabilizaci střídavého napětí tyristory, jimiž

lze poměrně snadno měnit činitele transformace síťového transformátoru. Schéma stabilizátoru střídavého napětí s tyristory je na obr. 12.

Základním prvkem stabilizátoru je výkonový transformátor Tr_2 , z jehož vývodů 1 a 4 se odebírá stabilizované napětí 220 V, 50 Hz. Kolísající síťové napětí se přivádí na vývody 1, 2 a 5 a přes dva tyristorové spínače s tyristory Ty_1 , Ty_2 a Ty_3 . Zvětší-li se síťové napětí nad jmenovitou velikost, je horní spínač s tyristory Ty_1 a Ty_2 v nevodivém stavu a vede spodní spínač s tyristorem Ty_3 . Tehdy pracuje transformátor Tr_2 se sestupným převodem; při napětí v síti menším, než je jmenovité je tomu naopak, transformátor



Obr. 12. Stabilizátor síťového napětí s tyristory pro výstupní výkon 200 W (s tyristory s větší dovolenou ztrátou až 500 W) a pro vstupní napětí v rozmezí 175 až 245 V

$$10 \cdot \frac{2}{73} R_K$$

zvětšuje výstupní napětí. Horní tyristorový spínač se otevírá řídicím signálem z vinutí transformátoru Tr_1 , jenž je svým primárním vinutím (vývody 1—3) připojen paralelně ke spodnímu tyristorovému spínači. Řídicí signály pro spodní tyristorový spínač dodává zvláštní obvod s tranzistory (spodní část schématu na obr. 12).

Horní z obou tyristorů prvního spínače (Ty_1) se uvádí do vodivého stavu při kladné půlplně síťového napětí, spodní (Ty_2) při záporné půlplně síťového napětí. Transformátor Tr_1 je navržen tak, aby řídicí signály přicházely na tyristory na začátku půlperrody, tj. např. na začátku kladné půlplny síťového napětí na tyristor Ty_1 , na němž je tedy napětí sítě a napětí z vinutí 4—5. Tyristor vede a teče jím proud do vinutí Tr_2 . V tomtéž čase tyristor Ty_2 nevede. Na primární vinutí transformátoru Tr_2 se tedy dostane napětí pouze tehdy, nevede-li spodní tyristorový spínač s Ty_3 .

Spodní tyristorový spínač se skládá z můstkově zapojených diod D_3 až D_6 ; v úhlopříčce můstku je zapojen tyristor. Na tyristoru je napětí v propustném směru. Sepne-li tento tyristor, tj. např. ve středu kladné půlplny síťového napětí, zmenší se prudce napětí na Tr_1 , prakticky až na nulu. Napětí na vývodech 2—5 transformátoru Tr_2 se převede přes sepnutý dolní tyristor k hornímu a ten se rozepne (na prvním tyristoru je napětí v nepropustném směru a druhý tyristor je uzavřen řídicím signálem). Při maximálním vstupním napětí je tedy téměř po celou periodu horní tyristor rozpojen a tvar výstupního napětí je přesně sinusový. Při minimálním vstupním napětí je téměř po celou periodu rozpojen spodní tyristor a výstupní napětí je opět sinusové. Mezi oběma těmito stavy je vždy po určitou dobu otevřen spodní nebo horní spínač a tvar výstupního napětí je vždy pouze částí sinusovky.

Signály, jimiž je řízen spodní tyristor, vyrábí zvláštní obvod s tranzistory T_1 až T_5 . Jsou to vlastně krátké impulsy o opakovacím kmitočtu 100 Hz. Obvod pracuje tak, že střídavé napětí z vinutí 8, 9, 10 transformátoru Tr_1 , které se usměrňuje diodami D_7 a D_8 a vede přes odpor na Zenerovu diodu D_9 , vytváří na diodě

lichoběžníkovité impulsy o kmitočtu 100 Hz. Tranzistor T_4 se vzhledem k polaritě Zenerovy diody zavírá po dobu trvání lichoběžníkovitého impulsu. Tranzistor T_4 pracuje jako generátor RC signálu pilotního průběhu – je-li tranzistor uzavřen, vybíjí se náboj kondenzátoru C_3 přes odpor R_{13} ; je-li otevřen, vybíjí se kondenzátor přes tranzistor a přes přechod emitor-kolektor tranzistoru T_5 . Tento tranzistor pracuje jako zesilovač stejnosměrného proudu, který zesiluje signál, nesoucí informaci o změně výstupního napětí stabilizátoru od jmenovité velikosti. Tento „informační“ signál vzniká v obvodu emitor-báze tranzistoru T_5 (do obvodu patří Zenerova dioda D_{10} , odporový dělič R_{17} až R_{19} a odpor R_{16}). „Informační“ napětí přichází na tranzistor z vinutí 6, 7 transformátoru Tr_2 , je usměrněno diodami a vyhlazeno filtrem z tlumivky a kondenzátoru.

Tranzistory T_2 a T_3 jsou zapojeny jako Schmittův klopný obvod. Okamžik překlopení tohoto obvodu závisí na velikosti výstupního napětí ze zesilovače s tranzistorem T_5 , které se mění v závislosti na výstupním napětí stabilizátoru.

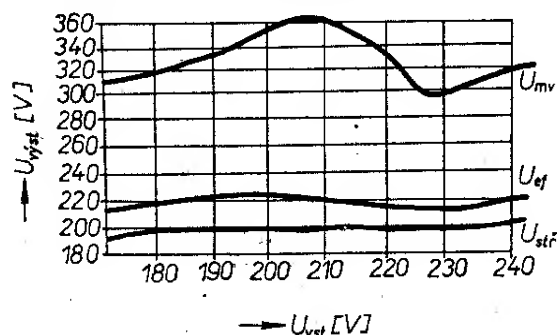
K výstupu Schmittova klopného obvodu je zapojen klíčovaný zesilovač s tranzistorem T_1 . Nevede-li tranzistor T_2 Schmittova klopného obvodu, vede tranzistor T_1 (je ve stavu saturace). Napětí z kolektoru T_1 pak přes odpor $51\ \Omega$ otvírá tyristor Ty_3 . Důsledkem je zmenšení napětí na vinutí 1—3 a 8—10 až téměř k nule. Úbytkem napětí na R_{12} se otvírá tranzistor T_4 , napětí na jeho kolektoru se zmenší a Schmittův klopný obvod se překlápí do výchozího stavu. To má za důsledek uzavření tranzistoru T_1 – v tomto stavu setrvá zařízení až do konce půlperrody síťového napětí, tj. do příchodu příslušného impulsu ze Zenerovy diody D_9 . Jakmile se otevře tranzistor T_4 , napětí na kondenzátoru C_3 se rychle změní na rozdíl napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistorů T_4 a T_5 . Je-li napětí kolektor-emitor u tranzistoru T_5 větší než u tranzistoru T_4 , změní napětí na kondenzátoru svoji polaritu. Dioda D226V (paralelně ke kondenzátoru C_3) omezuje nabíjení kondenzátoru napětím opačné polarity.

Ke konci půlperrody se tyristor zavírá,

od začátku další půlperiody se na vinutí 8, 9, 10 objeví opět napětí, tranzistor T_4 se zavírá a celý pochod se opakuje.

Odpor R_3 , R_4 a R_5 zamezují samovolnému otevření tyristorů během kladné půlplny na jejich anodě a při zvýšení teploty okolí. Diody D_1 a D_2 chrání přechody tyristorů, je-li na nich napětí opačné polarity. Odpor R_1 a R_2 omezují proud těmito přechody. K dalšímu zvětšení spolehlivosti zařízení se doporučuje zapojit mezi vývody 2, 5 transformátoru Tr_2 člen RC, 51 Ω , 0,5 μF , který zmenší (utlumí) napěťové špičky při přepínání spínačů, a mezi vývody 1, 3 transformátoru Tr_1 zapojit kondenzátor 0,5 μF /500 V, který chrání tyristor před napěťovou špičkou při zapnutí stabilizátoru.

Stabilizátor je navržen pro výkon 300 W a pro kolísání vstupního napětí od 175 do 245 V. Za těchto podmínek je nestabilita výstupního střídavého efektivního napětí asi $\pm 1,5\%$, mezivrcholové hodnoty výstupního napětí asi $\pm 10\%$, střední hodnoty napětí asi $\pm 1,9\%$ (obr. 13). Součinitel nelineárního zkreslení výstupního napětí není větší než 13 %. Změna kmitočtu síťového napětí nemá na činnost stabilizátoru žádný vliv. Změna výstupního napětí při změně odběru proudu od 5 do 100 % není větší než 1 V. Nemění-li se vstupní napětí o více než $\pm 10\%$, lze zlepšit kolísání výstupního napětí a jeho nelineární zkreslení až 1,5krát tím, že místo vývodu 3 transformátoru Tr_2 použijeme vývod 2. Použijeme-li místo vývodu 4 vývod 4a a nastavíme potenciometrem 150 Ω jmenovité výstupní napětí, posuneme stabilizační oblast směrem k větším vstupním napě-



Obr. 13. Závislost efektivního, středního a mezivrcholového výstupního napětí na vstupním efektivním napětí

tím; použijeme-li vývod 4b, posuneme stabilizační oblast směrem k menším vstupním napětím (tj. např. od 160 do 230 V vstupního napětí).

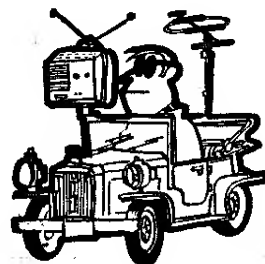
Použité tranzistory není třeba vybírat kromě T_5 , který musí mít zesilovací činitel asi 10 až 40. Podle zesilovacího činitele tranzistoru určíme i odpor R_{16} – každým deseti jednotkám zesilovacího činitele odpovídá odpor asi 2 k Ω odporu R_{16} (tzn. že při zesilovacím činiteli 40 bude odpor R_{16} asi 6,8 až 8,2 k Ω). Transformátor Tr_1 je na jádru Š 12 \times 12,5 (odpovídá našemu typu EI), Tr_2 je na jádru Š 25 \times 32, tlumivka je na jádru Š 8 \times 16 se vzduchovou mezerou 0,24 mm. Údaje vinutí jsou v tabulce.

Použijí-li se místo tyristorů KU201I výkonové tyristory KU202I na chladičích, lze zvětšit odebíraný proud až do výkonu 500 W.

Údaje transformátorů

Tr_1 vývody	Počet závitů	Průměr vodiče	Pořadí vinutí
1–2	856	0,23 mm	
2–3	639	0,23 mm	
4–5	467	0,22 mm	1–3, 4–5,
6–7	467	0,22 mm	6–7, 8–10
8–9	935	0,12 mm	
9–10	935	0,12 mm	
Tr_2 vývody	Počet závitů	Průměr vodiče	Pořadí vinutí
1–2	688	0,67 mm	
2–3	92	1,16 mm	
3–4a	71	1,16 mm	
4a–4	21	1,16 mm	
4–4b	21	1,16 mm	1–2, 2–5,
4b–5	60	1,16 mm	9–11, 11–13,
6–7	171	0,1 mm	6–8
7–8	131	0,1 mm	
9–10	17	0,1 mm	
10–11	24	0,1 mm	
11–12	24	0,1 mm	
12–13	17	0,1 mm	
Tl	5 080	0,09 mm	

Radio č. 4/1972



Nízkofrekvenční technika

Nf předzesilovač využívající techniky operačních zesilovačů

Běžná zapojení dvou a třítranzistorových předzesilovacích stupňů nejsou v současné době tak jakostní, aby vyhověla nárokům na nejvyšší jakost reprodukce. Lze to odvodit z toho, že běžný dvoutranzistorový přímovězaný zesilovač se ziskem (bez zpětné vazby) asi 60 až 70 decibelů, u něhož se zisk zmenší asi na 30 dB po zavedení zpětné vazby, má obvykle na nízkých kmitočtech velké zkreslení. Zkreslení dosahuje obvykle až 1 % i více (na kmitočtu 30 Hz).

Tento nedostatek lze řešit dvěma způsoby: buď použít předzesilovač s lepší linearitou nebo se silnější zápornou zpětnou vazbou – to však vyžaduje, aby zesilovač bez zpětné vazby měl velké zesílení, větší, než je běžné.

Tento problém řešili i někteří výrobci např. konstrukcí integrovaných předzesilovačů (např. Motorola, typ MC1303); ne vždy se však dosáhlo uspokojivých výsledků. Výrobci integrovaných obvodů sledují ovšem spíše dokonalou činnost integrovaného obvodu jako stejnosměrného zesilovače než jako zesilovače nízkofrekvenčních signálů. Veličiny jako vstupní ofsetový proud, vstupní ofsetové napětí a další, které jsou podstatné pro činnost stejnosměrných zesilovačů, mají totiž velmi malou důležitost u nf zesilovačů.

U nf zesilovačů sledujeme především tyto vlastnosti:

zkreslení, vznikající v obvodu zesilovače, používá-li se jako korekční zesilovač; šum, vznikající ve vstupním obvodu zesilovače; dynamický rozsah nebo maximální možný vstupní signál; vstupní a výstupní impedanci.

Chceme-li dosáhnout těchto a dalších vlastností v přijatelné jakosti, nutné pro správnou činnost obvodu jako velmi jakostního nf zesilovače, použijeme ke konstrukci některé poznatky z konstrukce operačních zesilovačů. Zesilovač bude pak mít jednotkový zisk (pro stejnosměrný signál), bude kmitočtově tak kompenzován, aby pracoval bez závad v požadovaném kmitočtovém rozsahu a bude mít se zpětnou vazbou zisk ve středu přenášeného pásma mezi 30 až 40 dB. Kromě toho musí pochopitelně splňovat všechny výše uvedené požadavky tak, aby jeho vlastnosti splňovaly požadavky na nejjakostnější přenos nf signálů. Největší výhodou předzesilovače, řešeného jako operační zesilovač však je, že všechny vstupy a výstupy signálů jsou na úrovni „stejnosměrné nuly“, tj. nulového stejnosměrného napětí, na úrovni potenciálu země. Navíc dostáváme obvod, jehož zisk lze přesně nastavit volbou odporu ve zpětnovazební smyčce, takže rozptyl parametrů součástek má velmi malý (nebo téměř žádný) vliv na činnost obvodu.

Výsledkem těchto úvah a různých zkoušek a měření je obvod na obr. 14, který jako nf předzesilovač splňuje všechny požadavky na nejjakostnější přenos nf signálů.

Technické údaje předzesilovače

Harmonické zkreslení: $< 0,01 \%$ pro výstup 1 V, 20 Hz až 20 kHz.

Brum a šum: > 80 dB pod vstupním napětím 10 mV.

Maximální výstupní napětí: 7 V při napájecím napětí 15 V, zátěž 10 k Ω .

Maximální vstupní napětí: 100 mV (zařazen vstup pro magnetickou přenosku).

Výstupní impedance: < 1 k Ω (zisk obvodu 40 dB).

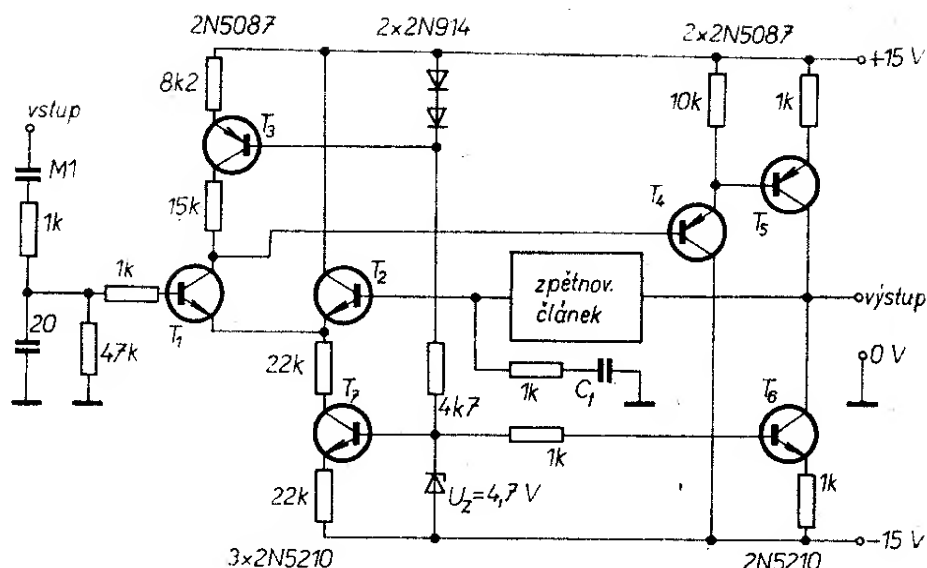
Vstupní impedance: > 1 M Ω (zisk obvodu 40 dB).

Zisk bez zpětné vazby: 110 dB.

Napájecí napětí: ± 10 až ± 25 V.

Odběr proudu: 10 mA při napájecím napětí ± 15 V.

Obr. 14. Zapojení nf předzesilovače s využitím techniky, známé z řešení operačních zesilovačů. Do větve zpětné vazby se podle druhu zdroje signálu zapojují členy RC z obr. 17

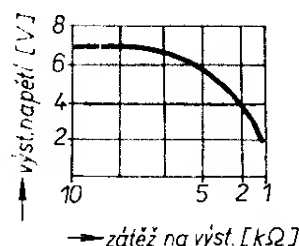


Vstupním obvodem předzesilovače je diferenciální zesilovač se dvěma tranzistory n-p-n, jejichž emitory jsou napájeny ze zdroje proudu. Klidový proud tranzistorů diferenciálního zesilovače je volen tak, aby byl šum vstupního obvodu co nejmenší – s uvedenými tranzistory je proud nastaven na $100 \mu\text{A}$. Co nejmenší zkreslení obvodu je zajištěno co největším ziskem. Aby se dosáhlo co největšího zisku, používá se u vstupního tranzistoru tzv. dynamická zátěž. Dynamická zátěž může být realizována zatěžovacím odporem v zapojení bootstrap, tzv. aktivní zátěží nebo zdrojem proudu. V předzesilovači na obr. 14 se používá zdroj proudu – tranzistor T_3 . Vzhledem k tomu, že předpětí báze tranzistoru je stálé, je jeho dynamický odpor úměrný převrácené hodnotě strmosti charakteristiky kolektorový proud – bázevý proud tranzistoru. Čím je strmost charakteristiky menší, tím je dynamický odpor větší.

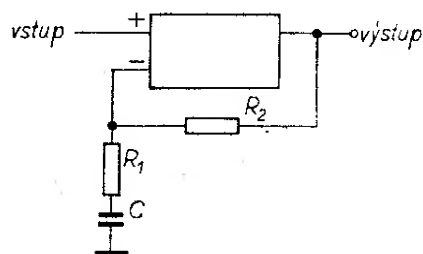
V sérii s kolektorem tranzistoru zdroje proudu je zapojen odpor, který odděluje „kondenzátor“ kolektor-báze (kapacita přechodu), aby nebyl ovlivněn přenos signálů nejvyšších kmitočtů. Aby se zamezilo ztrátám na výstupu vstupního zesilovače, je jako přizpůsobovací a vazební člen použit emitorový sledovač s tranzistorem T_4 . Z výstupu emitorového sledovače se napájí druhý stupeň předzesilovače s tranzistorem T_5 . I tento tranzistor má pro dosažení maximálního a co nejlineárnějšího zesílení v kolektoru jako pra-

covní odpor zdroj proudu (tranzistor T_6).

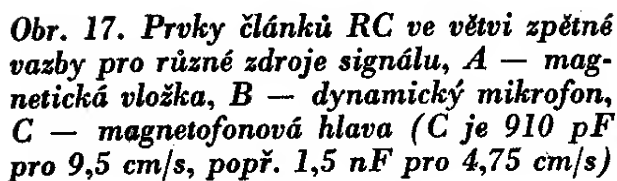
Takto uspořádaný předzesilovač má bez zpětné vazby výstupní impedanci asi $100 \text{ k}\Omega$, se zpětnou vazbou při zisku 30 až 40 dB však pouze několik set ohmů. První stupeň předzesilovače má zesílení (bez zpětné vazby) 68 dB a druhý (tranzistor T_5) 45 dB.



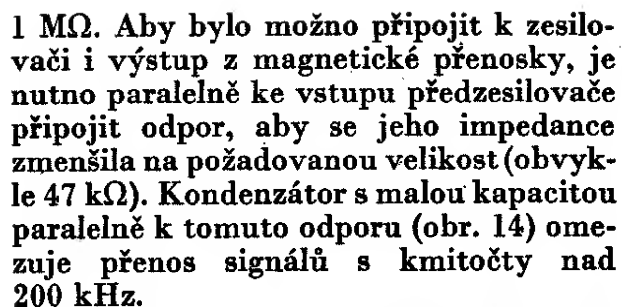
Obr. 15. Závislost výstupního napětí předzesilovače na zátěži (křivka platí pro napájecí napětí $\pm 15 \text{ V}$)



Obr. 16. Zjednodušené zapojení celého předzesilovače. Celkový zisk lze určit ze vztahu $(R_1 + R_2)/R_1$. Odpor R_1 je $1 \text{ k}\Omega$ a odpor R_2 je odpor v članku RC ve větvi zpětné vazby



Přivedeme-li signál na neinvertující vstup operačního zesilovače na obr. 16, lze zisk určit ze vztahu $(R_1 + R_2)/R_1$. Neinvertující vstup je na obrázku označen znaménkem $+$. Takto zapojený operační zesilovač má vstupní impedanci větší než



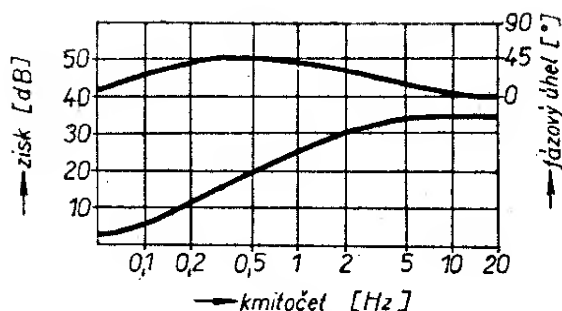
Na obr. 17 jsou korekční členy RC , určené pro připojení různých zdrojů signálů.

Základní obvod na obr. 14 lze použít k různým účelům. Neobyčejně vhodný je např. ke konstrukci předzesilovače s tonovými korekcemi (obr. 18). Předzesilovač podle obr. 18 má jako celek zisk asi 20 dB, Baxandallův korektor dovolu je v tomto uspořádání zdůraznit a potlačit výšky a hloubky asi o 20 dB (na kmitočtech 30 Hz a 20 kHz), vztaženo k 1 kHz. V nejhorším případě je zkreslení celého předzesilovače lepší než 0,01 % v celém rozsahu běžných pracovních podmínek. Při tomto uspořádání předzesilovače lze připojovat zdroje signálu s většími úrovněmi výstupních napětí přímo na regulátor hlasitosti (10 kΩ na obr. 18), nebo po úpravě děliče napětí na vstup předzesilovače.

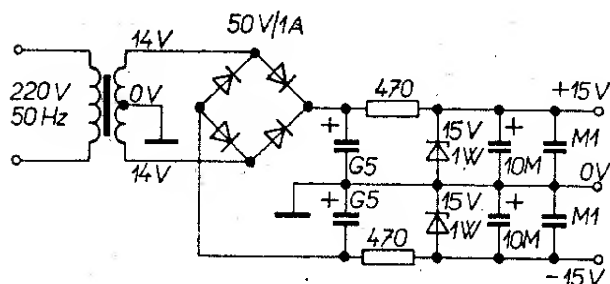
Celý předzesilovač byl realizován na malé desce s plošnými spoji, opatřen šestikolíkovým konektorem a stíněn umístěním v kovové krabici. Příklady signálů malých úrovní je třeba odstínit. Odpory a kondenzátory korekčních členů RC byly umístěny přímo na přepínači, jímž se přepíná vstup pro různé zdroje signálu. Součástky korekčních obvodů by měly mít toleranci lepší než 5 %.

Přenos nízkých kmitočtů závisí na kapacitě kondenzátoru C_1 . Zisk zesilovače v závislosti na kmitočtu je zřejmý z obr.

**Obr. 18. Obvod
z obr. 14 ve spojení
s korektorem kmitoč-
tové charakteristiky
Baxandallova typu**



Obr. 19. Charakteristika zisku zesilovače podle obr. 14 při kapacitě kondenzátoru $C_t = 33 \mu F$ (v závislosti na kmitočtu vstupního signálu)



Obr. 20. Vhodné zapojení zdroje pro předzesilovač z obr. 14

19. Jak je zřejmé z obr. 19, zisk zesilovače podle obr. 14 prudce klesá od kmitočtu 5 Hz a je jedna asi od kmitočtu 0,1 Hz. Fázový posuv je největší v oblasti kmitočtů 0,5 až 1 Hz (horní křivka na obr. 19).

Aby byl zajištěn odstup brumu, uvedený v technických údajích předzesilovače, používá autor této konstrukce napájecí zdroj, jehož schéma je na obr. 20. Sekundární napětí ze síťového transformátoru se usměrňuje můstkovým usměrňovačem, filtruje elektrolytickými kondenzátory 500 μF /25 V a stabilizuje Zenerovými diodami se Zenerovým napětím 15 V a se ztrátou 1 W. Odpory 470 Ω zajišťují správný proud diodami. Stabilizované napětí se pak dále filtruje elektrolytickými kondenzátory 10 μF /25 V a kondenzátory 0,1 μF .

Vstupní napětí z předzesilovače je tak velké, že jím lze budít jakýkoli výkonový zesilovač.

Wireless World, červenec 1972

Jakostní nf koncový zesilovač 20W

Stejného principu jako u předchozího nf zesilovače (předzesilovače) využívají i konstruktéři výkonového zesilovače, jehož schéma je na obr. 21. Zesilovač má

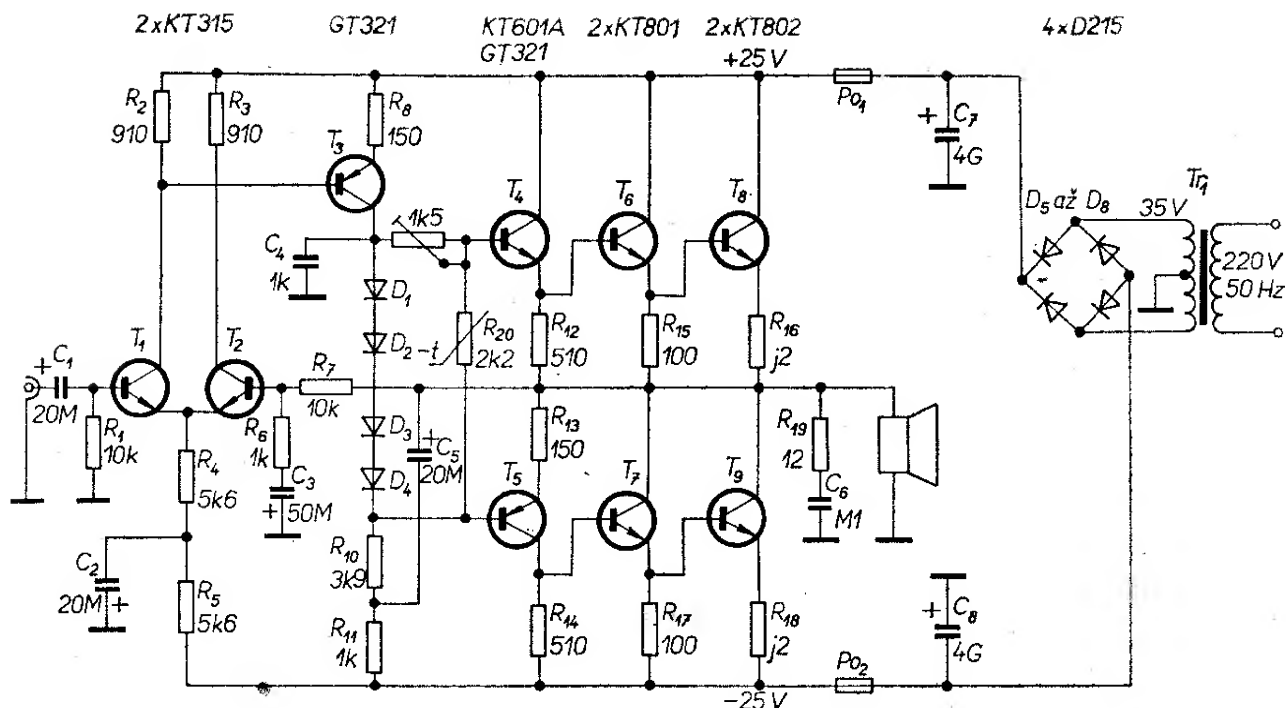
maximální výstupní výkon 20 W na zátěži 4 Ω . Nelineární zkreslení není přitom větší než 0,7 %; zesilovač má jmenovitou citlivost 1 V a vstupní impedanci 10 k Ω . Odstup zesilovače je lepší než -85 dB, kmitočtová charakteristika je v pásmu 20 Hz až 20 kHz v mezích $\pm 0,5$ dB.

Zesilovač je napájen z nestabilizovaného zdroje. Napětí na výstupu usměrňovače závisí proto na odběru proudu, tzn. na hlasitosti reprodukce; bez signálu odebírá zesilovač proud asi 60 mA – tehdy je napětí z usměrňovače ± 25 V. Při přítomnosti signálu se odebíraný proud zvětšuje a napájecí napětí se zmenšuje. Pro úplnost je třeba dodat, že střední odběr proudu ze zdroje je při běžné reprodukci hudby asi o 70 % menší, než při buzení sinusovým signálem na jmenovitý výstupní výkon (což byl zřejmě důvod, který vedl konstruktéry k použití nestabilizovaného zdroje napájecího napětí).

Výstupní výkon se podstatně mění i při jiné zátěži, než je jmenovitá. Při zátěži asi 7 Ω je 16 W, při zátěži 15 Ω asi 14 W. Na to je třeba brát zřetel při návrhu reproduktorových soustav.

Zesilovač lze samozřejmě napájet i ze zdroje stabilizovaných napájecích napětí. Při napájecím napětí ± 24 V lze pak odebírat ze zesilovače výkon 49 W (při zátěži 4 Ω), popř. 34 W (7,5 Ω) nebo 17 W (15 Ω).

Zesilovače podobného zapojení byly popsány podrobně v RK 5/72, proto si stručně uvedeme pouze základní požadavek na tento typ zesilovačů (bez výstupního kondenzátoru): přes zátěž, tj. reproduktor nesmí protékat stejnosměrný proud. Obě strany reproduktoru jsou vzhledem ke stejnosměrnému napětí v obvodu na potenciálu země, tj. na potenciálu středního vývodu sekundárního vinutí síťového transformátoru na obr. 21. Aby byl tento požadavek bezpečně splněn, je v zesilovači velmi silná zpětná vazba z výstupu přes odpor R_7 do báze tranzistoru T_2 . Báze tranzistoru T_1 je přitom spojena se zemním potenciálem přes odpor 10 k Ω – vstupní diferenciální zesilovač porovnává pak neustále napětí na výstupu s potenciálem země. Bude-li stejnosměrné napětí



Obr. 21. Jakostní nf zesilovač 20 W

na výstupu různé od nuly, objeví se na výstupu diferenciálního zesilovače signál, který se po zesílení objeví na výstupu zesilovače. Signál má opačnou polaritu vzhledem k polaritě změny výstupního stejnosměrného napětí. Tím se samočinně udržuje stálá a nulová úroveň stejnosměrného napětí na výstupu. Diferenciálně zapojené tranzistory vstupního zesilovače umožňují i samočinnou kompenzaci změn v zesilovači, které vznikají teplotní závislostí vlastností prvků vstupního obvodu zesilovače. Diferenciální zapojení přispívá tak k výborné teplotní stabilitě celého zesilovače.

Článek RC na výstupu zesilovače paralelně k reproduktoru zabráňuje přenosu signálů nadzvukových kmitočtů. Proměnný odpor 1,5 kΩ v bázi tranzistoru T_4 slouží k nastavení klidového proudu koncových tranzistorů zesilovače.

Celý zesilovač byl konstruován na desce s plošnými spoji. Termistor byl umístěn na chladiči tranzistoru T_8 . Tranzistory vstupního diferenciálního zesilovače se musí vybrat tak, aby se jejich proudové zesilovací činitele nelišily o více než 15 %. Vhodné jsou tranzistory s velkým proudovým zesilovacím činitelem (alespoň 50).

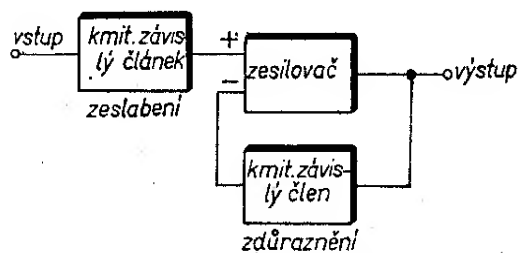
Transformátor je navržen pro výkon asi 50 W. Sekundární napětí naprázdno by

mělo být asi 35 V. Pojistky v napájecích větvích jsou 2 A.

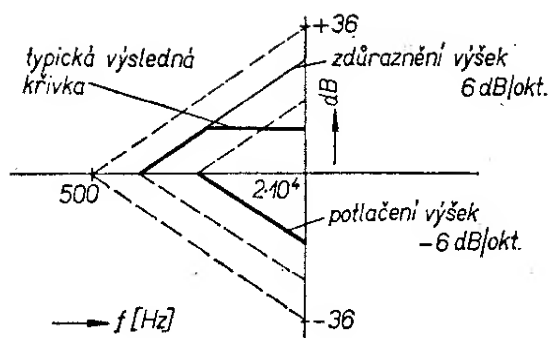
Radio č. 6/1972

Obvod se zvláštními tónovými korekcemi

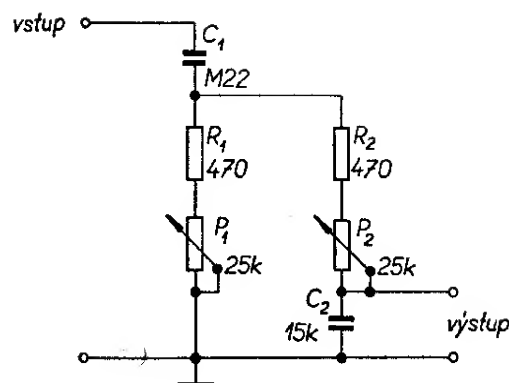
Zajímavý obvod tónových korekcí byl před časem popsán v anglickém časopisu *Wireless World*. Při jeho konstrukci vycházel autor z faktu, že běžné korektory kmitočtové charakteristiky mají největší účinek až na koncích přenášeného kmitočtového pásma. Jak však dosáhnout zdůraznění vysokých kmitočtů např. v pásmu 1 až 4 kHz a přitom stálého zisku od kmitočtu 4 kHz, nechceme-li používat další korektory, jako je např. presence? Nejvhodnějším řešením je podle autora článku obvod, jehož základní schéma je na obr. 22. Jde o zapojení s integrovaným



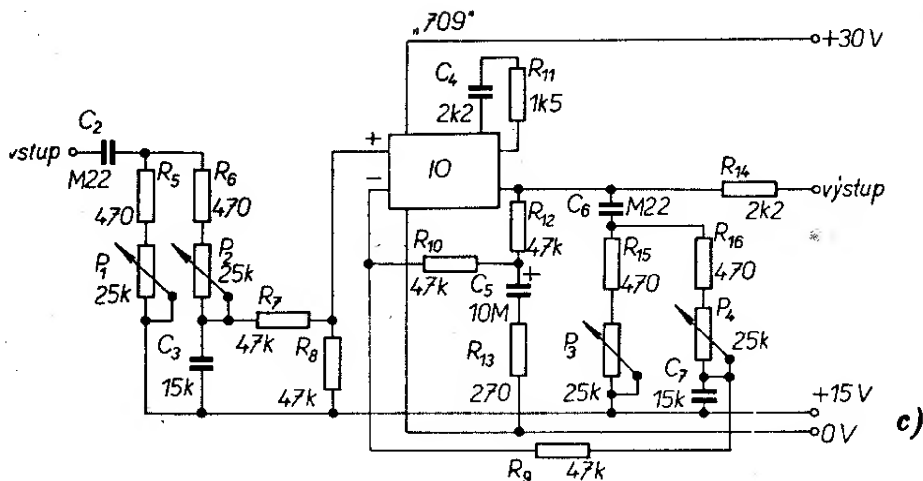
Obr. 22. Základní zapojení obvodu tónových korekcí



a)



b)



c)

Obr. 23. Typické křivky při korigování vysokých tónů jednak regulátorem „zdůraznění“ a jednak regulátorem „potlačení“ výšek (a). Základní kmitočtově závislý členek pro korekční obvody (b). Celkové schéma korektoru (c) — P_1 potlačení basů, P_2 potlačení výšek, P_3 zdůraznění basů, P_4 zdůraznění výšek

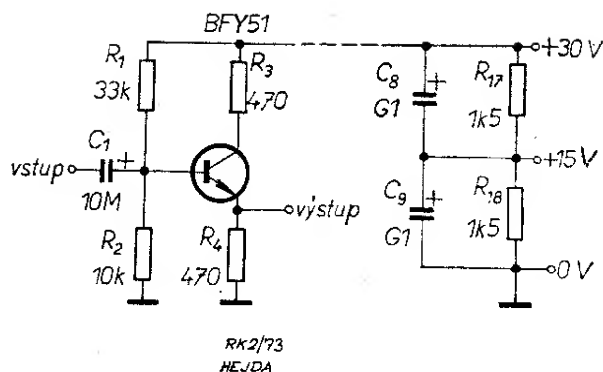
operačním zesilovačem (který má velké zesílení), které dovoluje nezávislou kontrolu hloubek a výšek v kterékoli části přenášeného pásma kmitočtů.

Obvod má čtyři potenciometry: zdůraznění výšek, potlačení výšek, zdůraznění hloubek, potlačení hloubek. Jsou-li všechny potenciometry v nulové poloze a potenciometr např. zdůraznění výšek v určité poloze nenulové, dojde od určitého kmitočtu ke zdůraznění výšek se strmostí 6 dB/okt. (viz obr. 23a). Lze tak teoreticky získat např. zdůraznění až 36 dB na 20 000 Hz, zvolíme-li za výchozí kmitočet zdůraznění 500 Hz, popř. 12 dB na 20 000 Hz, je-li výchozím kmitočtem zdůraznění kmitočet 5 000 Hz. To vše je zřejmé z obr. 23a; z obrázku lze však určit i výsledný jev, použije-li se současně s potenciometrem ke zdůraznění výšek i potenciometr k potlačení výšek — pak má výsledná křivka tvar podle nastavení obou

potenciometrů, např. tvar výsledné křivky na obr. 23a: signály určitých kmitočtů budou zdůrazněny a nad mezním kmitočtem zdůraznění bude mít zesilovač stálý zisk — kmitočtová charakteristika bude plochá, rovnoběžná s vodorovnou osou.

Zapojení, které autor použil, má tři hlavní části: členek s proměnnou kmitočtovou charakteristikou v přívodu signálu, podobný členek ve větvi zpětné vazby a integrovaný operační zesilovač (obr. 22).

Základem článků s proměnnou kmitočtovou charakteristikou je obvod na obr. 23b. Kondenzátor C_1 , odpor R_1 a potenciometr P_1 tvoří jednoduchou zádrž hlubokých kmitočtů se sklonem 6 dB/okt. Podobně stejné prvky s indexem 2 tvoří zádrž vysokých kmitočtů se stejným sklonem 6 dB/okt. Nejvyšším kmitočtem pro potlačení 3 dB je v tomto obvodu kmitočet 1,54 kHz, nejnižším 28 Hz u obvodu pro potlačení basů; u obvodu pro potla-



Obr. 24. Emitorový sledovač a zdroj napájecího napětí pro zapojení na obr. 23c

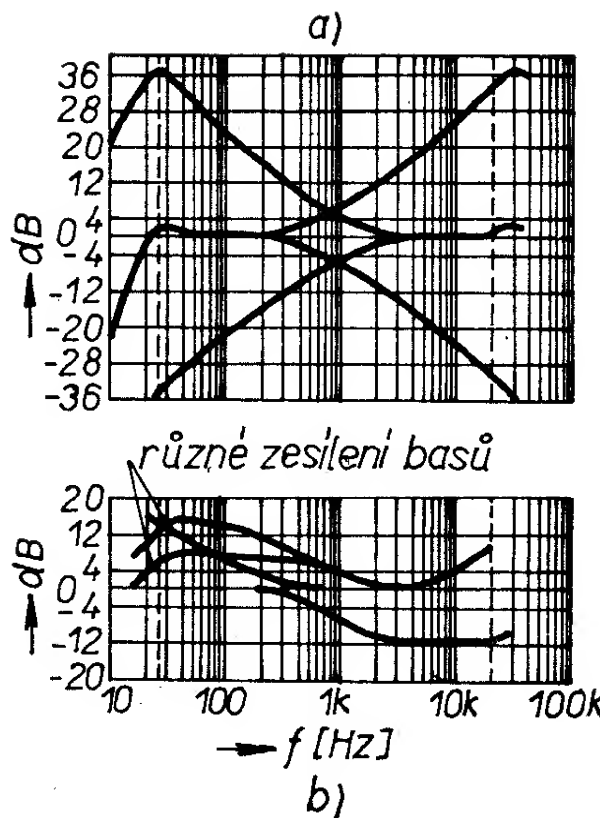
čení výšek jsou to kmitočty 22,6 kHz, popř. 415 Hz.

V závislosti na poloze běžců potenciometrů může být vstupní impedance kmitočtově závislých článků 470 Ω paralelně k 470 Ω, popř. 25,5 kΩ paralelně k 25,5 kΩ. Je proto důležité budit tyto články ze zdroje signálu s malou impedancí, v každém případě menší než asi 200 Ω. Ve stejném rozmezí (470 Ω až 25,5 kΩ) se mění i výstupní impedance – k výstupu může být proto připojen pouze obvod se vstupní impedancí větší než asi 50 kΩ. Protože bývá zvykem, že předzesilovač má zisk asi 30 až 40 dB, byl pro jednoduchost použit jako aktivní prvek operační zesilovač typu $\mu A709$ (MAA501 až 4).

Celkové schéma korekčního obvodu je na obr. 23c. Operační zesilovač se napájí souměrným napětím 15 V, toto napětí lze získat z nesouměrného napětí 30 V podle obr. 24 (vpravo).

Operační zesilovač je kompenzován paralelní kombinací kondenzátoru 2,2 nF a odporu 1,5 kΩ. Odpor R_{10} a R_{12} je zavedena stejnosměrná zpětná vazba. Odpor R_{13} je nastaveno zesílení operačního zesilovače na 36 dB. Pro správnou činnost doporučuje autor, aby tolerance všech součástek nebyly horší než 5 %. Pro připojení zdrojů signálu s velkou výstupní impedancí je vhodný emitorový sledovač z obr. 24 (vlevo).

Amplitudově-kmitočtové charakteristiky jsou na obr. 25. Na obr. 25a jsou charakteristiky, odpovídající nastavení potenciometrů „maximální potlačení“ a „maximální zdůraznění“ a výsledná charakteristika pro střed pásma. Obr. 25b



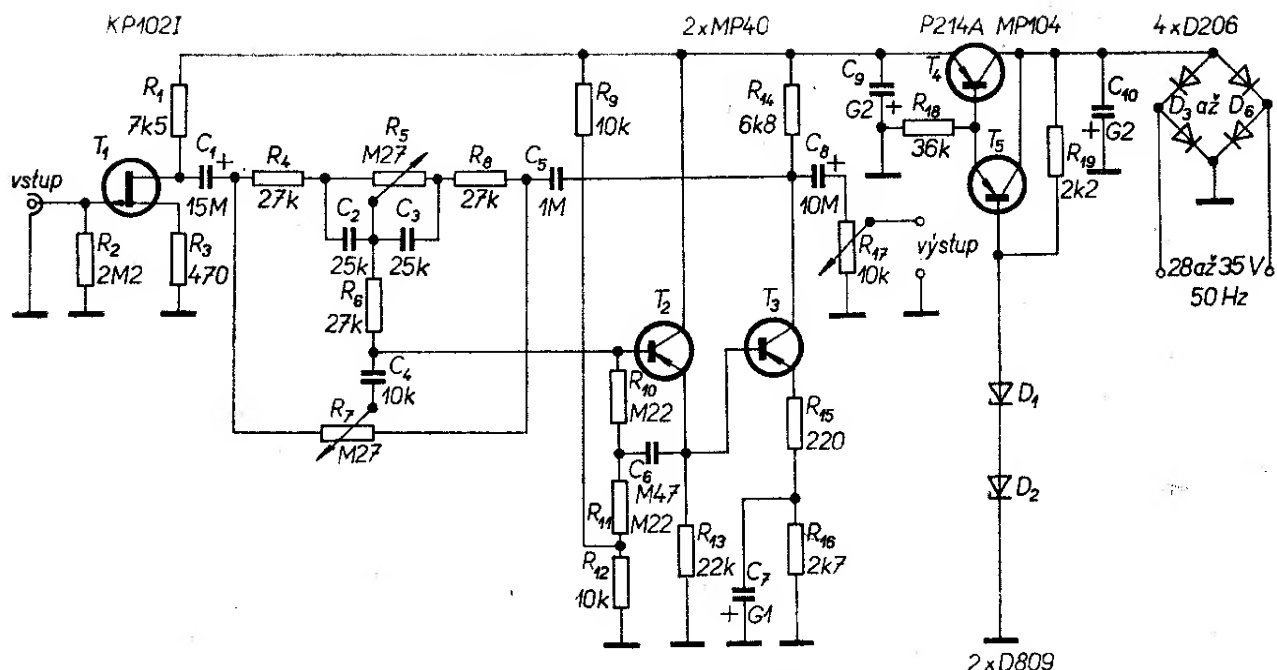
Obr. 25. Kmitočtové charakteristiky obvodu podle obr. 23c. Charakteristiky pro každý potenciometr v poloze maximum, střední křivka odpovídá všem potenciometrům v poloze minimum (a), typická křivka pro dva různé případy zdůraznění basů (b)

ukazuje některé z možných kombinací nastavení potenciometrů a vliv těchto kombinací na tvar kmitočtové charakteristiky.

Obvod byl zkoušen i subjektivními testy. Po určitém cviku v ovládání regulačních prvků ocenili obvod především ti, kdož experimentují se zvukovými efekty. *Wireless World*, listopad 1970

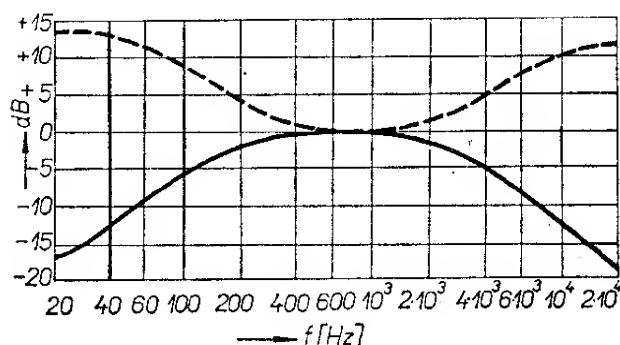
Korekční zesilovač pro přepis záznamů z gramofonových desek na magnetofon

Někdy bývá třeba při záznamu z gramofonových desek na magnetofonový pásek upravovat kmitočtovou charakteristiku záznamu, především tehdy, chceme-li přepisovat desky, které jsou starší, „ohrané“ a které mají v reprodukci nadbytek rušivého šumu, nebo i takové desky, u nichž je nedostatek hloubek apod. Pří-



Obr. 26. Korekční zesilovač pro přepis záznamů z gramofonových desek na magnetofonový pásek

pravek na obr. 26 lze použít při podobných případech, navíc však i při různých trikových záznamech atd. Běžný zesilovač totiž neumožňuje korigovat kmitočtovou charakteristiku signálu z gramofonové desky při jeho přepisu na magnetofon. Korekční zesilovač je velmi jednoduchý – na vstupu je tranzistor typu FET, který jednoduše umožní dosáhnout vhodné vstupní impedance zesilovače pro připojení krystalové přenosky. Za vstupním obvodem je korekční zesilovač s oddělenými korektory hloubek a výšek. Horní potenciometr slouží k regulaci hloubek, dolní potenciometr k regulaci výšek. Kmito-



Obr. 27. Kmitočtová charakteristika korekčního zesilovače z obr. 26 při maximálním zdůraznění a potlačení hloubek a výšek

čtová charakteristika zesilovače při potenciometrech nastavených na maximální zdůraznění (potlačení) hloubek i výšek je na obr. 27.

Ztráty v korekčním obvodu nahrazuje dvojestupňový tranzistorový zesilovač, jehož první tranzistor slouží k impedančnímu přizpůsobení výstupu korekčního obvodu a vstupu vlastního zesilovače.

Pro úplnost je uveden na obr. 26 i zdroj napájecího napětí. Pro správnou činnost zesilovače je třeba, aby výstupní stabilizované napětí na emitoru T_4 , P214A, bylo -18 V. Na kolektoru T_3 je potom napětí asi -12 V. Liší-li se napětí na kolektoru tohoto tranzistoru od uvedené velikosti, je třeba změnit odpor R_{13} v emitoru tranzistoru T_2 .

Vstupní střídavé napětí na příslušných svorkách usměrňovacího můstku je asi 28 až 35 V. Správné stejnosměrné napájecí napětí na výstupu stabilizátoru závisí na výběru Zenerových diod v bázi tranzistoru T_5 . Podle použitých diod je pak třeba volit i od-



por R_{19} tak, aby diodami tekla správný Zenerův proud (je udán pro každý typ diod v katalogu).
Radio č. 10/1972

„Tone balance control“

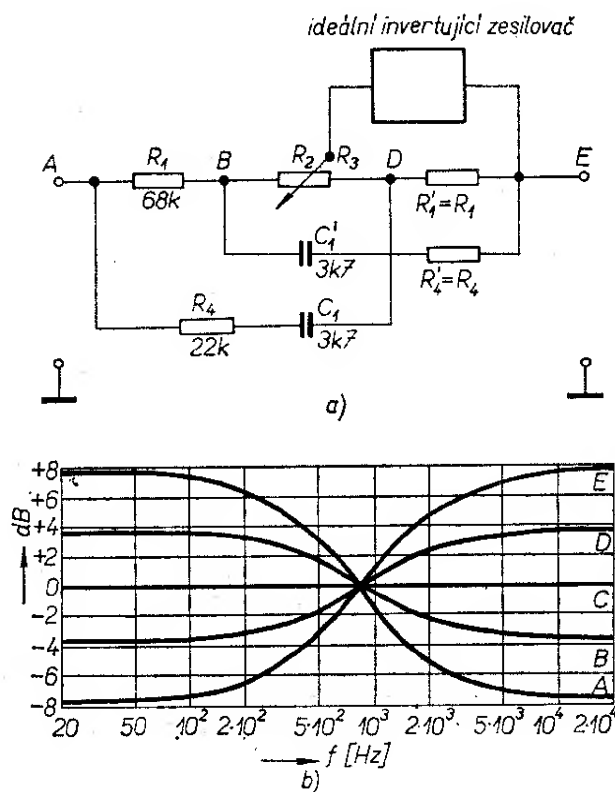
„Jednostrannost“ běžně používaných korekcí zřejmě nedá spát více technikům. Pro zajímavost řešení jsem vybral i dále popsany obvod, který byl navíc lákavý tím, že současně se zvláštním druhem tónového korektoru popisuje autor sice klasický, ale velmi dobře propracovaný koncept vstupních obvodů nf zesilovače, které vyhoví i těm nejvyšším nárokům.

Anglický titulěk tohoto odstavce je dán tím, že mne nenapadlo vhodné české slovo nebo několik slov, jimiž by šlo stručně popsat, o jaký druh tónových korekcí vlastně jde. Princip problému je v tom, že má-li reprodukováná nahrávka např. příliš mnoho basů a slabé výšky, běžné korekce (tj. zdůraznění výšek a potlačení basů) neumožní vyrovnanou reprodukci, při níž by se současně upravily oba konce kmitočtového pásma tak, aby výsledná kmitočtová charakteristika reprodukce odpovídala skutečnosti; je tomu především proto, že obě korekce působí s maximální účinností pouze na krajích přenášeného kmitočtového pásma. Tento problém řešil autor tohoto článku poněkud jinak, než autor již popisovaného zařízení (viz obr. 22 a další), poněkud jednodušeji, i když zřejmě se shodnými subjektivními výsledky.

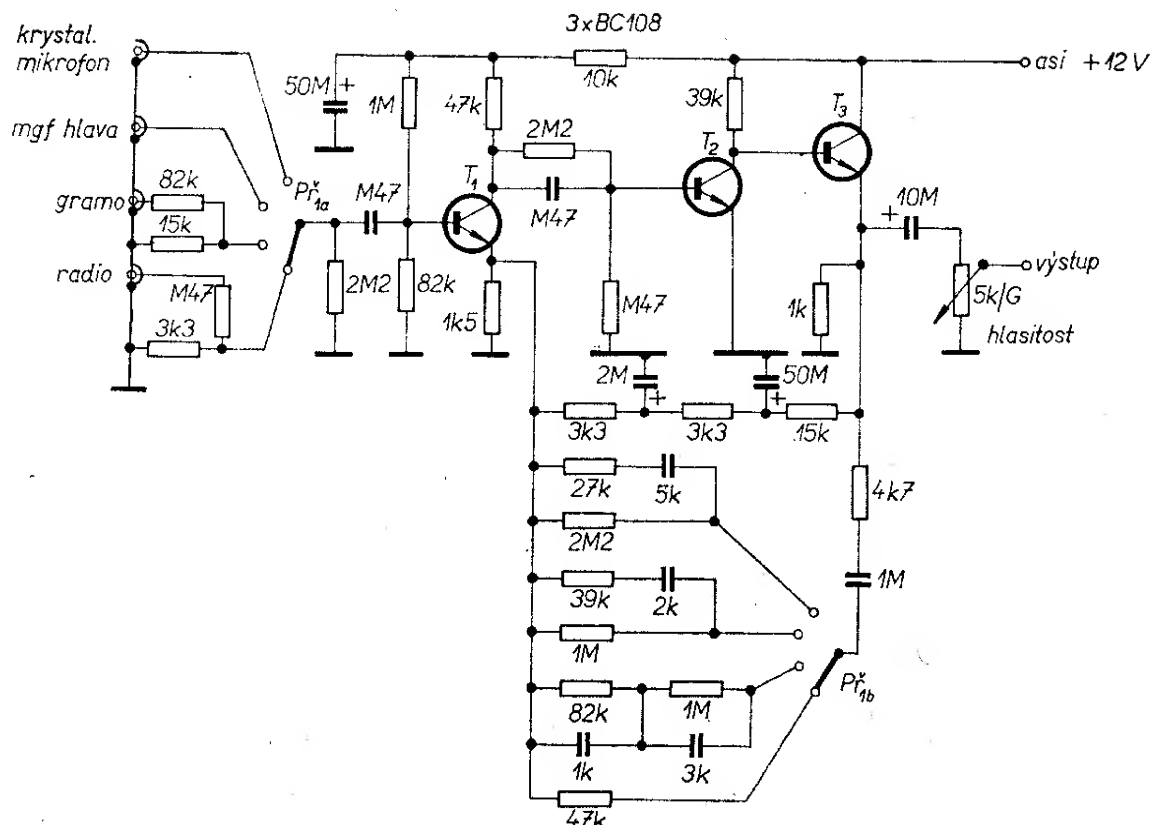
Základem řešení problému je v tomto případě obvod, který autor nazývá „tone balance control“; doslovný překlad tohoto termínu by byl asi „řízení vyvážení tónů“. Obvod (jeho základní schéma je na obr. 28a) pracuje tak, že v jedné krajní poloze ovládacího potenciometru zdůrazňuje všechny basové tóny zcela jednotně, stejně, střední kmitočty nechává beze změny a současně potlačuje zcela jednotně, stejně, všechny vysoké tóny. Je-li běžec potenciometru ve středu odporové dráhy, má obvod přenos rovný jedné, a jeho kmitočtová charakteristika je rovná; v druhé krajní poloze běžce ovládacího potenciometru jsou potlačeny basy a zdůrazněny výšky. Teore-

tické zdůvodnění je podrobně uvedeno v originálním článku. Lze je však snadno odvodit, uvědomíme-li si, že při nízkých kmitočtech je admitance kondenzátorů obvodu zanedbatelně malá a naopak.

Obvod byl použit k ověření činnosti v sestavě monofonního zesilovače, jehož vstupní část je na obr. 29. Jde o populární a velmi rozšířené zapojení, které vychází z tzv. Baileyova vstupního obvodu, který byl poprvé popsán ve Wireless World v prosinci 1966. Jde o zapojení třítranzistorového zesilovače s křemíkovými tranzistory, které má ve větvi zpětné vazby kmitočtově závislé články RC různých druhů ke korekci kmitočtové charakteristiky pro různé zdroje signálu. Za vstupním zesilovačem je pak zapojen „normalizovaný“ zesilovač jako měnič impedance, za nímž následuje korekční zesilovač Baxandallova typu, doplněný opět „normalizovaným“ zesilovačem



Obr. 28. Základní uspořádání obvodu pro vyvážení tónů, „tone balance control“ (a), kmitočtové charakteristiky obvodu (b) pro: $R_2 = 0$, $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ (A), $R_2 = 25 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 75 \text{ k}\Omega$ (B), $R_2 = R_3 = 50 \text{ k}\Omega$ (C), $R_2 = 75 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 25 \text{ k}\Omega$ (D), $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 0$ (E)



Obr. 29. Vstupní zesilovač (upravené zapojení podle Baileyho) pro čtyři vstupy

(obr. 30). Za obvodem tónových korekcí je vlastní obvod vyvážení tónů „tone-balance control“, z jehož ovládacího potenciometru jde signál na vstup „normalizovaného“ zesilovače. Z výstupu zesilovače je signál veden na další „normalizovaný“ zesilovač, z jehož výstupu se pak buď koncový (výkonový) zesilovač.

Pro použití ve stereofonním zesilovači je na obr. 30 i zapojení „balance“ pro stereofonní zesilovač.

„Normalizovaný“ zesilovač, označovaný v obr. 30 obdélníkem s písmenem A, je na obr. 31.

Obvod je vhodným doplňkem běžných zesilovačů, neboť dovoluje jednoduchým způsobem odstranit nevýhody běžných korektorů kmitočtové charakteristiky. Výstupní napětí celého zesilovače v tomto uspořádání je asi 4 V (mezivrcholová hodnota). Vzhledem k tomu, že běžné současné výkonové zesilovače jsou často velmi citlivé (je třeba menší vstupní napětí), je možné obvykle použít zesilovač z obr. 30 i bez posledního stupně, který zvětšuje výstupní napětí obvodu vyvážení tónů

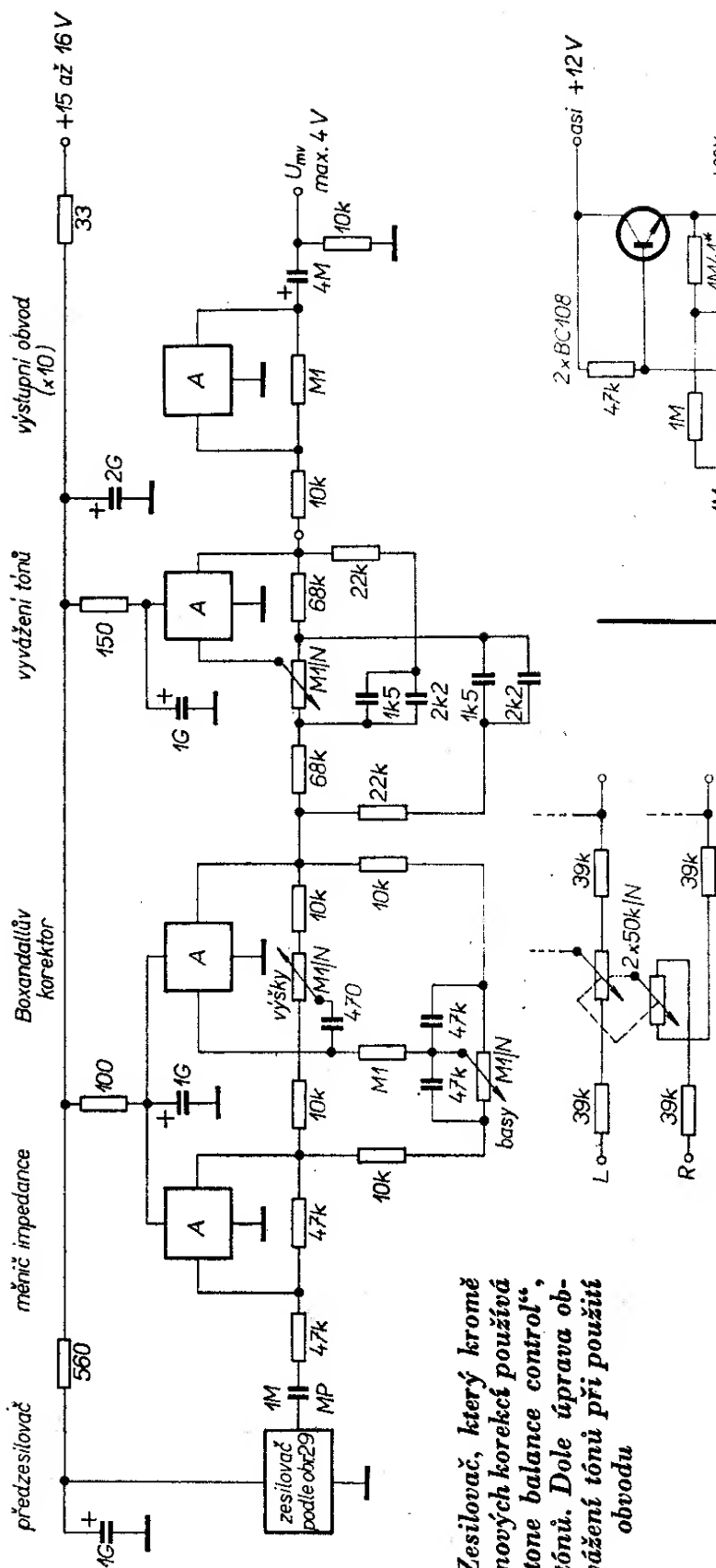
desetkrát. Střední kmitočet obvodu vyvážení tónů je asi 800 až 880 Hz. Byl zvolen jako střed mezi geometrickým středem nf kmitočtového pásma (630 Hz), kmitočtem výhybký reproduktorové soustavy, kterou autor používá, jmenovitým kmitočtem konce zdůraznění hloubek u gramofonových desek (500 Hz) a jmenovitým kmitočtem začátku zdůraznění výšek u gramofonových desek (2 000 Hz).

Wireless World, březen 1970

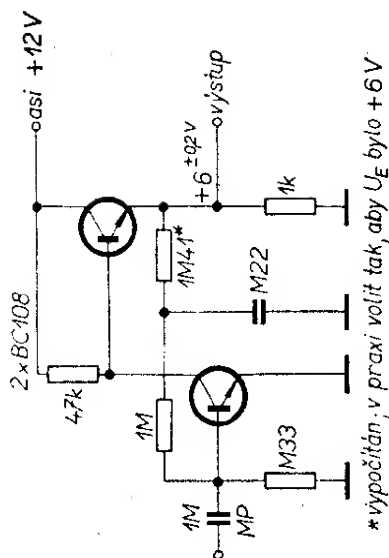
Nf oscilátor s kapacitní diodou

Oscilátor LC na obr. 32 je vhodný např. jako základní oscilátor pro elektronické hudební nástroje. Střední kmitočet oscilátoru je asi 15 kHz, oscilátor je emitorově vázaný Hartleyův oscilátor. Aby se vyloučily vlivy rozptylu parametrů tranzistorů, je tranzistor vázán s cívkou oscilátoru připojením na nízko umístěnou odbočku. Ani větší rozptyl parametrů tranzistoru neovlivňuje pak podstatným způsobem kmitočet oscilátoru.

Typická závislost změn kmitočtu na napětí kapacitní diody je na obr. 33.

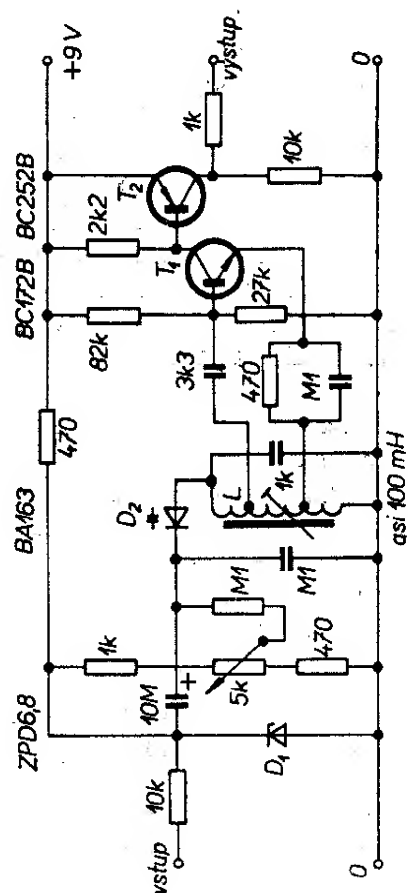


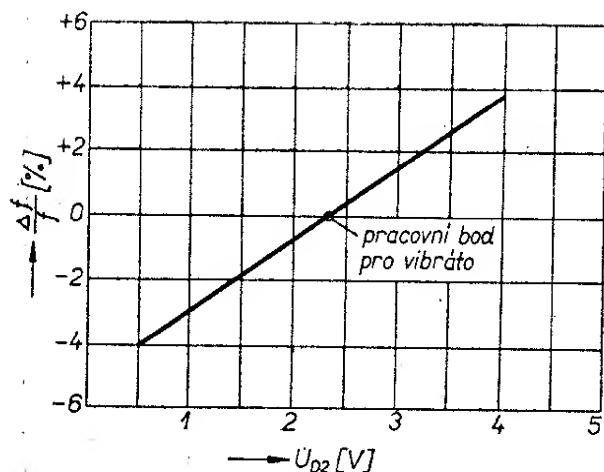
Obr. 30. Zesilovač, který kromě běžných tónových korekcí používá i obvod „tone balance control“, vyvážení tónů. Dole úprava obvodu k vyvážení tónů při použití obvodu



Obr. 31. Obvod, označený v obr. 30 obdélníkem s písmenem A. Odpor, označený hvězdičkou je třeba nastavit tak, aby na výstupu bylo stejnosměrné napětí $6 \pm 0,2 \text{ V}$. Nejvhodnější je použít odpor $1,2 \text{ M}\Omega$ v sérii s proměnným odporem (trimrem) $0,47 \text{ M}\Omega$

Obr. 32. Nf oscilátor s kapacitní diodou pro elektronické hudební nástroje





Obr. 33. Závislost změny kmitočtu oscilátoru na napětí na kapacitní diodě

Výstupní signál oscilátoru má amplitudu asi 8 V na kmitočtu 15 kHz a lze jím napájet jakýkoli (i integrovaný) dělič kmitočtu v elektronických hudebních nástrojích.

Na vstup lze připojit i signál z vibráta o efektivním napětí maximálně 1,5 V a o kmitočtu několika Hz. Vzhledem k tomu, že se kmitočtové vibráto získává ze základního signálu změnou kapacity kondenzátoru, je třeba, aby základní oscilátory jednotlivých tónů měly stejné obvodové kapacity. Jejich kmitočty jsou pak dány různými počty závitů cívek a polohou jádra v cívkách a jsou stabilní. Pro výrobu signálů různých kmitočtů platí u tohoto typu oscilátoru: odbočka bude vždy (pro každý kmitočet oscilátoru) na stejném místě a měnit se bude (při stále paralelní kapacitě) pouze počet závitů „nad“ odbočkou – ten bude nepřímo-úměrný požadovanému kmitočtu.

Cívka oscilátoru je navinuta na feritovém hrníčkovém jádru o $\varnothing 23 \times 17$ mm s doladovacím jádrem, $A_L = 250$ nH/z² a má 10 + 50 + 560 závitů drátu o $\varnothing 0,12$ mm CuL.

Podle podkladů Intermetall 1972

Oscilátor LC pro elektronické varhany

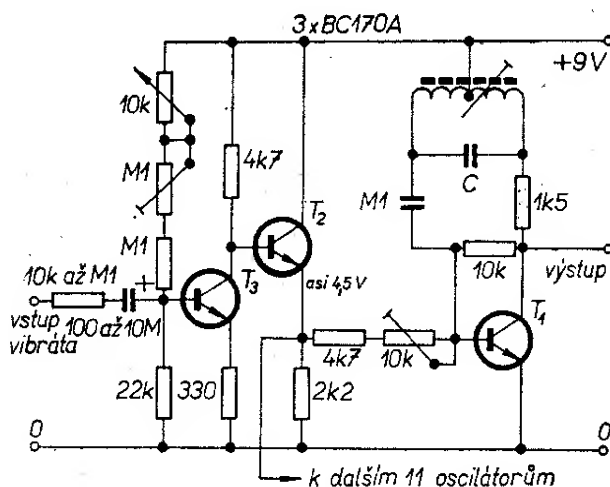
Dvanáct základních oscilátorů elektronických varhan musí mít na jedné straně co nejstabilnější kmitočet, na druhé straně

je však třeba, aby bylo možno jejich kmitočet alespoň v malých mezích měnit co nejjednodušeji, co nejjednoduššími prostředky (např. pomocným napětím), neboť to je předpokladem možnosti jednak varhany naladit a jednak použít kmitočtové vibráto.

Tento požadavek je splněn v zapojení podle obr. 34. Obvod je zapojen jako modifikovaný Hartleyův oscilátor, u něhož lze změnou proudu báze tranzistoru měnit v určitých mezích kmitočet. Výstupní signál má amplitudu (mezivrcholovou velikost) větší než 6 V při zatěžovacím odporu 6 k Ω a hodí se i pro buzení integrovaného kmitočtového děliče (např. SAJ110).

Vliv kolísání teploty na parametry oscilátoru je kompenzován současně pro všech dvanáct základních oscilátorů společným kompenzačním obvodem. Napětí báze-emitor tranzistoru T_3 se mění s teplotou o -2 mV/°C. Tato změna napětí se zesiluje a zesílené napětí pak řídí pracovní bod tranzistoru oscilátoru (T_1), lépe řečeno jeho proud báze tak, že kompenzuje změnu kmitočtu, vznikající oteplením tranzistoru oscilátoru.

V kompenzačním obvodu se současně zesiluje i střídavý signál z vibráta. Signál z vibráta se vede přes oddělovací kondenzátor a odpor do báze tranzistoru T_3 . Pracovní bod kompenzačního obvodu se nastavuje tak, že se při potenciometru 10 k Ω s běžcem uprostřed odporové dráhy odporovým trimrem 100 k Ω nastaví pracovní



Obr. 34. Oscilátor pro elektronické varhany

bod tak, aby na emitoru tranzistoru T_2 bylo proti společnému vodiči (zemi) napětí asi 4,5 V. Pak lze potenciometrem 10 k Ω snadno nastavit kmitočet jednotlivých oscilátorů dvanácti základních kmitočtů.

Odporovým trimrem 10 k Ω v bázi tranzistoru T_1 se nastaví při daném napětí signálu vibráta stejný relativní zdvih kmitočtů u všech dvanácti oscilátorů. Signál vibráta o amplitudě 1 V na bázi T_3 vyvolá kmitočtový zdvih $\pm 0,5$ tónu, odpovídající

$$\Delta f = \pm f_0 \sqrt[12]{2} - 1,$$

kde f_0 je kmitočet základního tónu oscilátoru.

Odpor a kapacitu kondenzátoru na vstupu pro signál vibráta je třeba určit podle amplitudy použitého signálu vibráta.

Údaje obvodu oscilátoru pro dvě různé základní oktávy jsou uvedeny dále. Cívka oscilátoru je navinuta na cívkové soupravě fy Vogt č. 2349.1.

Kmitočtová stabilita základních oscilátorů podle obr. 34 je lepší než dvě promile změny kmitočtu v teplotním rozsahu 0 až +60 °C. Je ovšem třeba napájet oscilátory stabilizovaným napětím.

Pro oktávu se základními kmitočty v rozmezí asi 8 až 16 kHz má cívka oscilátoru 1 500 z drátu o \varnothing 0,1 mm CuL a odbočku ve středu vinutí.

Tón	Kapacita kondenzátoru C
c ⁶ až dis ⁶	18 nF
e ⁶ až g ⁶	10 nF
gis ⁶ až h ⁶	4,7 nF
nebo	
a ⁶ až f ⁶	15 nF
fis ⁶ až h ⁶	6,8 nF

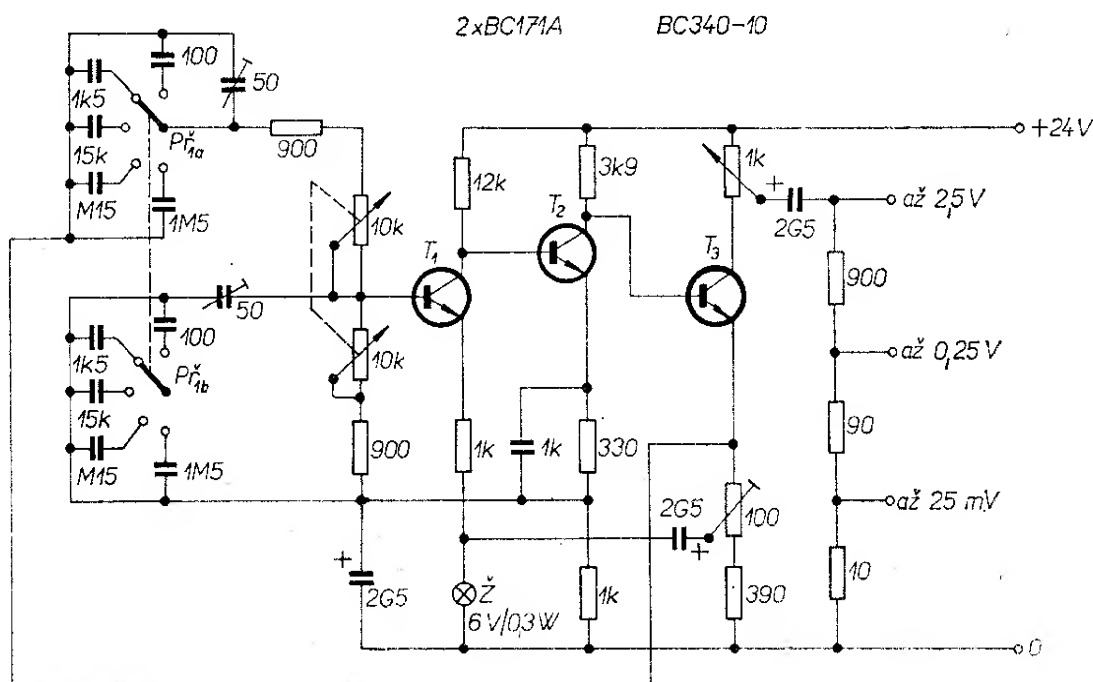
Pro oktávu se základními kmitočty asi 4 až 8 kHz má cívka 2 000 z drátu o \varnothing 0,1 mm CuL a odbočku ve středu vinutí.

Tón	Kapacita kondenzátoru C
c ⁵ až dis ⁵	33 nF
e ⁵ až g ⁵	18 nF
gis ⁵ až h ⁵	10 nF
nebo	
c ⁵ až f ⁵	22 nF
fis ⁵ až h ⁵	12 nF

Podle podkladů Intermetall 1972

Generátor RC

Pro generátory sinusových signálů slouží nejčastěji (jde-li o generátory do 1 MHz) zapojení s Wienovým-Robinso-



Obr. 35. Generátor RC s výstupním napětím až 2,5 V pro kmitočty 10 Hz až 1 MHz

novým můstkem jako prvkem, určujícím kmitočet. Jedna větev můstku je tvořena činnými odpory a druhá komplexními odpory. Komplexní odpory jsou tvořeny sériovým a paralelním článkem RC, přičemž při rezonančním kmitočtu je reálný poměr tohoto napěťového děliče 3.

Větev můstku s činným odporem je tvořena emitorovým odporem tranzistoru T_3 a odporem žárovky, která slouží jako proměnný odpor (v závislosti na „vybuzení“) k regulaci amplitudy výstupního napětí (obr. 35).

V úhlopříčce můstku je zapojen vstup lineárního zesilovače RC, jehož vstupní a výstupní napětí jsou ve fázi. Výstupní napětí zesilovače napájí můstek.

Zesilovač má tři stupně s tranzistory, které jsou navázány galvanicky. Tranzistory prvních dvou stupňů jsou zapojeny jako zesilovače se společným emitorem. Třetí tranzistor je zapojen tak, že zesílený signál je na jeho kolektoru i emitoru (tzv. zapojení split-load). Zesílené napětí na emitoru je se vstupním napětím ve fázi a přivádí se zpět na můstek. Napětí na kolektoru se používá jako výstupní napětí generátoru, jehož velikost lze řídit plynule potenciometrem $200\ \Omega$. Zpětnovazební a výstupní napětí jsou prakticky zcela oddělena, takže se vzájemně vůbec neovlivňují. Všechny stupně zesilovače mají silné stejnosměrné zpětné vazby, což zajišťuje stálý pracovní bod jednotlivých tranzistorů zesilovače.

U generátoru je zavedena i silná zpětná vazba pro střídavý proud. Zpětnovazební větev začíná na běžci odporového trimru v emitoru T_3 a končí v emitorovém obvodu tranzistoru T_1 na žárovce $6\text{ V}, 50\text{ mA}$. Této zpětnovazební větve se využívá k řízení stability výstupního signálu.

Amplituda výstupního signálu a současně i stupeň této zpětné vazby se nastavuje odporovým trimrem $100\ \Omega$.

Generátor RC má celkový kmitočtový rozsah 10 Hz až 1 MHz , který je rozdělen do pěti dílčích rozsahů. Rozsahy se přepínají přepínačem $Př_1$. Uvnitř jednotlivých rozsahů lze měnit kmitočet výstupního signálu plynule tandemovým potenciometrem $10\text{ k}\Omega$.

Výstupní napětí je až $2,5\text{ V}$. Zkreslení výstupního signálu je na kmitočtu 1 kHz menší než $0,2\%$. Odběr proudu ze zdroje je maximálně 35 mA .

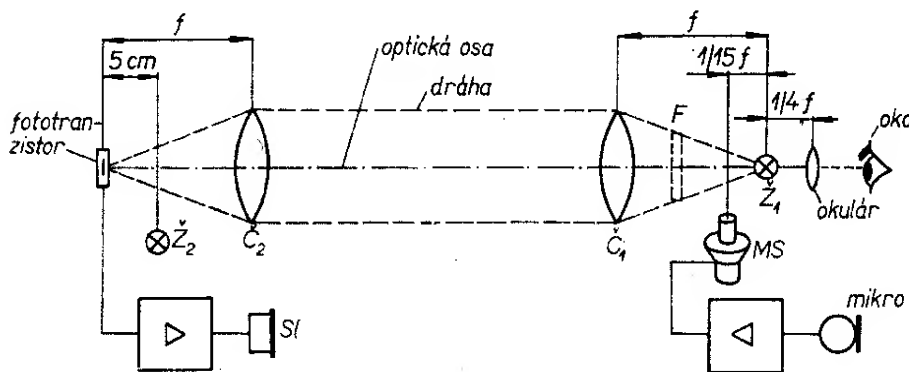
Podle podkladů Intermetall 1972

Jednoduchý světelný telefon

Světelný telefon je bezdrátové sdělovací zařízení, které používá k přenosu signálů soustředěný, jasově modulovaný světelný paprsek v oblasti infračerveného záření. Běžný dosah takového zařízení jednoduché konstrukce je asi $1,5$ až 2 km (samozřejmě při přímé viditelnosti).

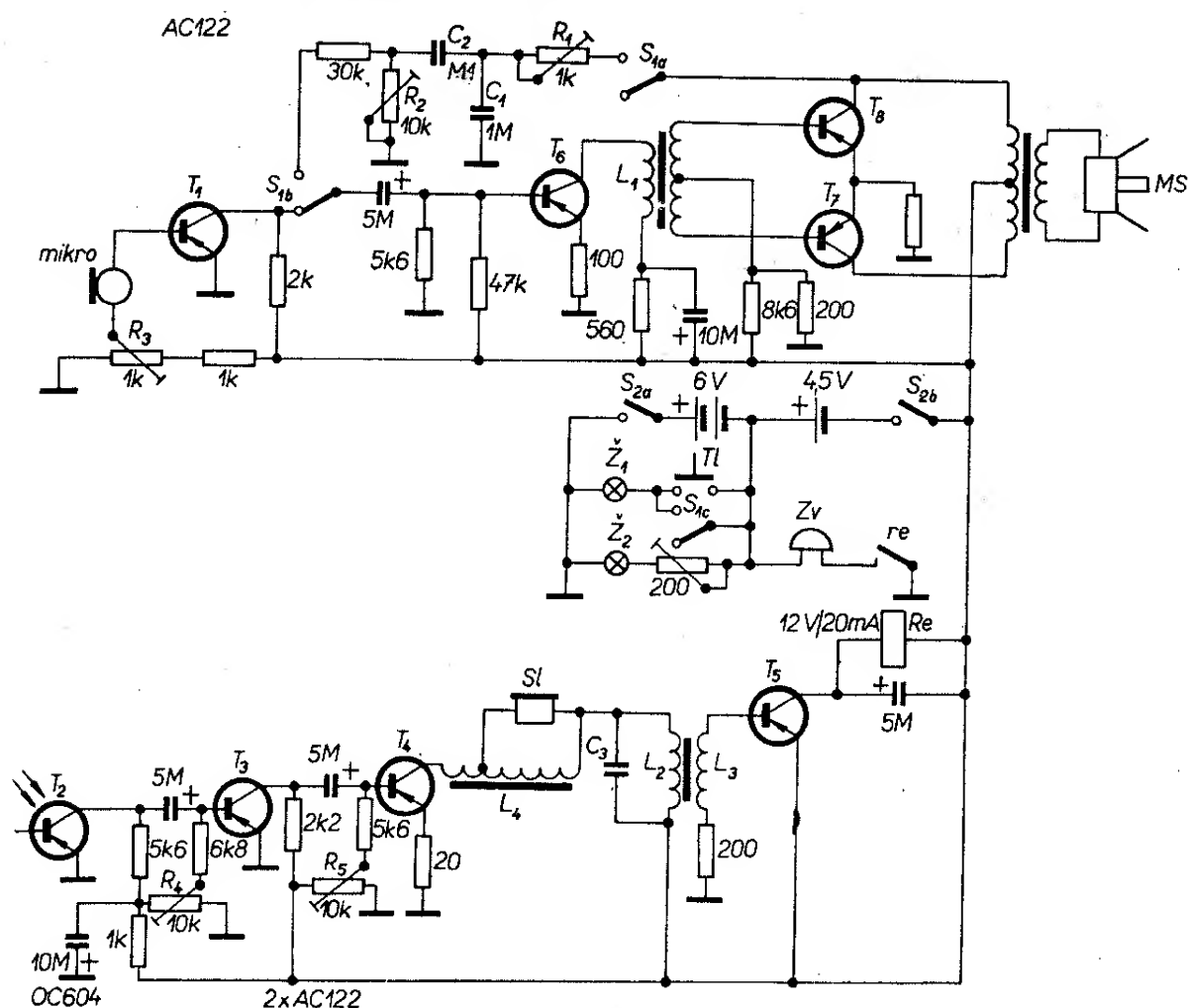
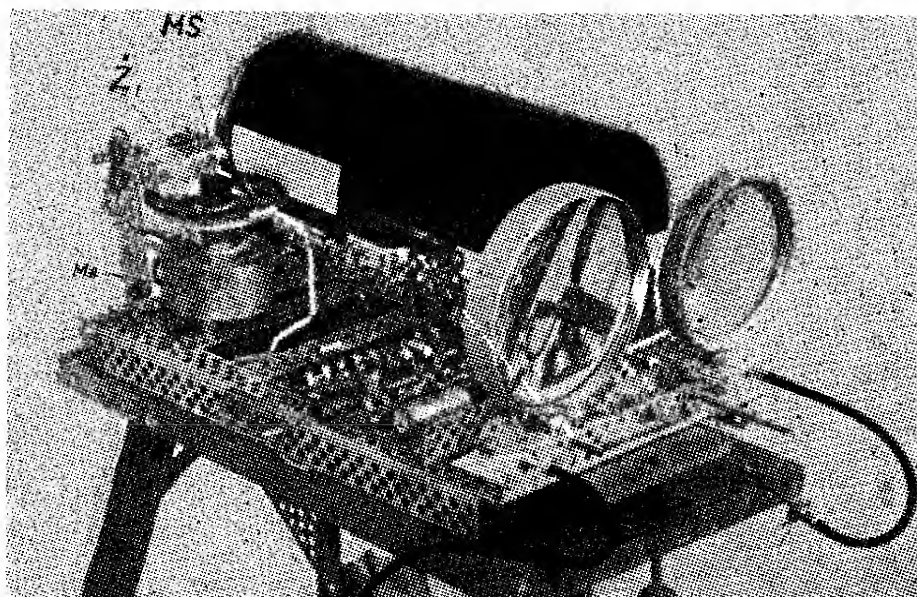
Základní zapojení světelného telefonu je zřejmé z obr. 36. Světlo žárovky \dot{Z}_1 se soustřeďuje do svazku čočkou \dot{C}_1 . V cestě světla žárovky je modulační systém MS, který byl upraven ze systému běžného reproduktoru (funguje jako kmitající clona). Modulační systém způsobuje při hovoru do mikrofону změny jasu světla žárovky, které se na přijímací straně snímají v ohnisku čočky \dot{C}_2 fototranzistorem. Fototranzistor mění změny jasu na změny proudu, které po zesílení zesilovačem budí sluchátko SL.

Vysílač i přijímač mají svůj vlastní zesilovač (obr. 37). Modulační zesilovač je běžné koncepce. Jde o nf díl tranzisto-



Obr. 36a. Základní uspořádání světelného telefonu. \dot{C} — čočka, MS — modulační systém, \dot{Z} — žárovka, SL — sluchátka, mikro — mikrofón, f — ohnisková vzdálenost, F — clona

Obr. 36b. Pokusné uspořádání světelného telefonu. Vlevo vysílač, vpravo přijímač



Obr. 37. Schéma světelného telefonu. L_1 — primární vinutí budicího transformátoru z tranzistorového přijímače, L_2 — 1 000 z drátu o \varnothing 0,1 mm CuL, L_3 — 250 z drátu o \varnothing 0,1 mm CuL na jádru M30, L_4 — autotransformátor 2:1, relé je na 12 V, 20 mA, MS je upravený reproduktor na nejmenší zatížení (0,1 W), popis úpravy je v textu, Zv — zvonek

rového kapesního přijímače, který byl doplněn vstupním tranzistorem T_1 . Použije-li se jako mikrofon uhlíkový mikrofon, lze tranzistor T_1 vynechat a mikrofon připojit do místa, kde je zapojen kolektor tranzistoru T_1 . V původní konstrukci byla jako mikrofon použita mikrofonní vložka z telefonu (dynamická, impedance 250 Ω).

Modulační systém je upraven z reproduktoru 0,1 W, v jehož středu je přilepen válec z tmavého kartonu o průměru kmitací cívky. Válec má výšku asi 12 mm. Důležité je, aby válec byl přilepen přesně kolmo na rovinu dna membrány, neboť jinak dochází k modulačním poruchám. Horní rovina válce je mírně sešíkmena seříznutím čepelkou. Ke zvýšení přenesení kmitočtu autor doporučuje, aby membrána reproduktoru byla čepelkou vyříznuta tak, aby z ní zbyly pouze dva pruhy v těch místech, v nichž jsou přilepeny příklady ke kmitací cívce.

Při sepnutí spínače S_2 se připojí napájecí zdroje pro oba zesilovače; T_1 slouží jako hovorové tlačítko, po jehož stisknutí se připojí napájecí napětí na žárovku Z_1 . Spínač S_1 má zvláštní funkci: při sepnutí příslušných kontaktů se jím připojuje zesilovač k oscilátoru, který kmitá na kmitočtu mezi 150 až 300 Hz. Vznikající nf napětí slouží jako zaměřovací signál. Kmitočet signálu závisí na prvcích článků RC (C_1, R_1, C_2, R_2) a lze ho určit ze vztahu (přibližně)

$$f = \frac{10^3}{2\pi R_1 C_1},$$

přičemž $R_1 C_1 = R_2 C_2$ (f je v Hz, R v k Ω a C v μ F).

Pro lepší přizpůsobení mají kondenzátory C_1 a C_2 odlišnou kapacitu. Při konstrukci je důležité dodržet pólování vinutí L_1 budicího transformátoru, které je třeba při uvádění do chodu popř. změnit tak, aby byla dodržena podmínka zpětné vazby. Odporové trimry R_1, R_2 dovolují v určitých mezích doladit kmitočet rezonančního obvodu v přijímači protistanice.

Přijímač světelného telefonu má dvoustupeňový zesilovač, který je buzen signálem fototranzistoru. Jako fototranzistor lze použít i jakýkoli nf tranzistor s malým šumem, jehož pouzdro je průhledné (v případě autora nf tranzistor ve skle-

něném pouzdru, z něhož byla odstraněna černá ochranná barva). Použije-li se moderní křemíkový fototranzistor, je mu třeba dodat tzv. světelné předpětí, které se získává světlem žárovky Z_2 . Tato žárovka musí být umístěna mimo dráhu přijímaného světla.

Jako sluchátko Sl slouží vložka z mikrofonu o impedanci 250 Ω . V sérii se sluchátkem je zapojen rezonanční obvod L_2, C_3 . Rezananční obvod je nastaven na kmitočet zaměřovacího signálu protistanice. Zaměřovací signál přijmutý přijímačem je zesílen tranzistorem T_5 a ovládá relé Re , jehož kontakty spínají zvonek Zv . Zaměřovací signál slouží tedy současně jako volací signál pro obsluhu zařízení.

Jako čočky slouží dvě lupy o \varnothing 6 až 8 cm, jejichž ohnisková vzdálenost by měla být větší nebo rovna 17 cm. Při ohniskové vzdálenosti 17 cm by měl být průměr čočky asi 5,7 cm, pro výběr čoček platí totiž vztah

$$\frac{f}{D} \leq 3,$$

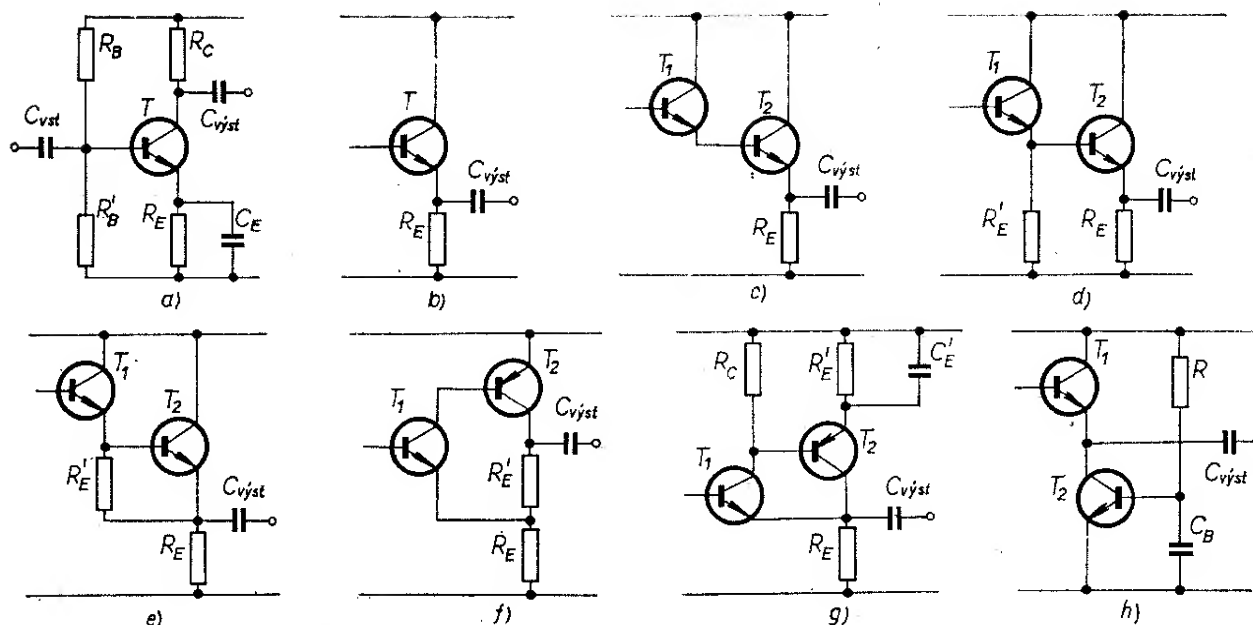
kde f je ohnisková vzdálenost a D průměr čočky. „Vysílací“ žárovku i fototranzistor je třeba umístit přesně do ohniska čočky. Oba prvky musí ležet na optické ose zařízení.

Při konstrukci je třeba pamatovat především na to, že vlastní přijímací (čočka a fototranzistor) i vysílací (žárovka a čočka) zařízení musí být možné nastavit ve směru svislém i podélném, aby byla dodržena podmínka činnosti – obě zařízení musí ležet na optické ose.

Funktechnik č. 21/1972

Tranzistorové zesilovací stupně s velkým vstupním odporem

U tranzistorových zesilovacích stupňů požadujeme obvykle lineární přenos určitého kmitočtového pásma a určitou vstupní impedanci. Pro některé případy má však běžné zapojení s bipolárním tranzistorem malý vstupní odpor, maximálně řádu desítek kiloohmů, ve speciálních obvodech pak řádu stovek kiloohmů. Základní zapojení bipolárního tranzistoru jako zesilovače, tj. zapojení se společným



Obr. 38. Vyloučení omezujícího vlivu emitorového obvodu na vstupní odpor zesilovače. Základní zapojení zesilovacího stupně s tranzistorem v zapojení se společným emitorem a malým předpětím (a), emitorový sledovač — tranzistor v zapojení se společným kolektorem (b), Darlingtonovo zapojení dvou tranzistorů se společným kolektorem (c), upravené Darlingtonovo zapojení (d), Darlingtonovo zapojení s větví „boot-strap“ (e), emitorový sledovač s doplňkovými tranzistory p-n-p a n-p-n (f), emitorový sledovač s tranzistorem jako pracovním odporem (h)

emitem (obr. 38a) má na kmitočtech, při nichž je impedance vstupního, výstupního a emitorového kondenzátoru zanedbatelná, tři základní činitele, které ovlivňují vstupní impedanci zesilovače na nízkých kmitočtech — jednak paralelní odpor (vzhledem ke vstupním zdírkám), tvořený emitorovým obvodem, jednak odpory bázevého děliče, a jednak odpor kolektorového obvodu. Všechny tyto odpory jsou vlastně zapojeny paralelně ke vstupu, neboť předpokládáme, že obě větve napájecího napětí jsou pro střídavý signál nulovými vodiči.

Vlastní vstupní odpor samotného tranzistoru je dán přibližně vztahem

$$R_{vst} = \frac{r'_{bb} + 25B}{I_E},$$

kde r'_{bb} je odpor asi 30 až 300 Ω pro tranzistory v nf obvodech při signálech malých amplitud, B je stejnosměrný proudový zesilovací činitel v zapojení se společným emitorem a I_E emitorový proud. Pro běžný zesilovací stupeň s I_E asi 1 mA je tedy při $B = 50$ až 250 vstupní odpor

asi 1 až 2 k Ω . Ze vztahu pro vstupní odpor je zřejmé, že vstupní odpor lze zvětšit zmenšením emitorového proudu a použitím tranzistoru s co největším proudovým zesilovacím činitelem. S křemíkovými tranzistory typu KC507 až 509 lze pak snadno (při emitorovém proudu asi 100 μ A a při zesílení kolem 100) dosáhnout vstupního odporu kolem 25 až 50 k Ω . Dále lze zvětšit vstupní odpor vynecháním kondenzátoru C_E — vztah k určení vstupního odporu se pak změní na

$$R_{vst} = r'_{bb} + B(25/I_E + R_E),$$

význam symbolů je stejný jako v předchozím vztahu.

Zdalo by se též, že vstupní odpor lze libovolně zvětšit zvětšením R_E , zvětší-li se však odpor R_E tak, že je větší než jedna desetina odporu v kolektoru, napěťový zisk zesilovače s tranzistorem v zapojení se společným emitorem se přibližně rovná R_C/R_E ; bude tedy jedna při rovnosti odporů v kolektoru a emitoru. Proto se někdy používá zapojení na obr. 38b tam, kde se vyžaduje velký vstupní odpor.

V takto zapojeném zesilovacím stupni lze zvětšit emitorový odpor tak, že vstupní odpor stupně je asi (i při tomto jednoduchém uspořádání) několik tisíc ohmů.

Při malých napájecích napětích a malých proudech je z uvedených důvodů použitelná velikost R_E omezena. Ve snaze vyhnout se různým obtížím a získat přitom stupeň s velkým vstupním odporem, byl zkonstruován tzv. Darlingtonův zesilovač podle obr. 38c. Jeho vstupní odpor lze přibližně určit ze vztahu

$$R_{vst} = B_1 B_2 R_E,$$

kde B_1 je stejnosměrný proudový zesilovací činitel v zapojení se společným emitorem prvního a B_2 druhého tranzistoru. Emitorový proud T_1 (tedy i proud báze T_2) je velmi malý, asi 1 až 5 μA . V tomto zapojení je třeba, aby první tranzistor zesilovače měl velký proudový zesilovací činitel při malém proudu kolektoru. V některých případech je výhodné zvětšit klidový proud prvního tranzistoru odporem v jeho emitru podle obr. 38d – tím se sice zmenšuje vstupní odpor tranzistoru T_2 , ale vstupní odpor celého stupně se v podstatě nemění. Odpor v emitru prvního tranzistoru bývá asi 5 až $20R_E$ druhého tranzistoru.

Je-li třeba vůbec vyloučit vliv emitorového odporu na vstupní odpor stupně, lze použít uspořádání podle obr. 38e. V tomto případě je druhý tranzistor zapojen jako emitorový sledovač, proto je efektivní velikost odporu R'_E závislá na proudovém zesilovacím činiteli druhého tranzistoru (násobí se jím). S křemíkovými tranzistory (při U_{BE} druhého tranzistoru asi 0,6 V) je určen R'_E z podílu $0,6/I_E$.

Stejný obvod lze realizovat i s tranzistory p-n-p a n-p-n (obr. 38f a 38g). Vstupní odpor lze přibližně určit pro tato zapojení ze vztahu $R_{vst} = B_1 B_2 R_E$.

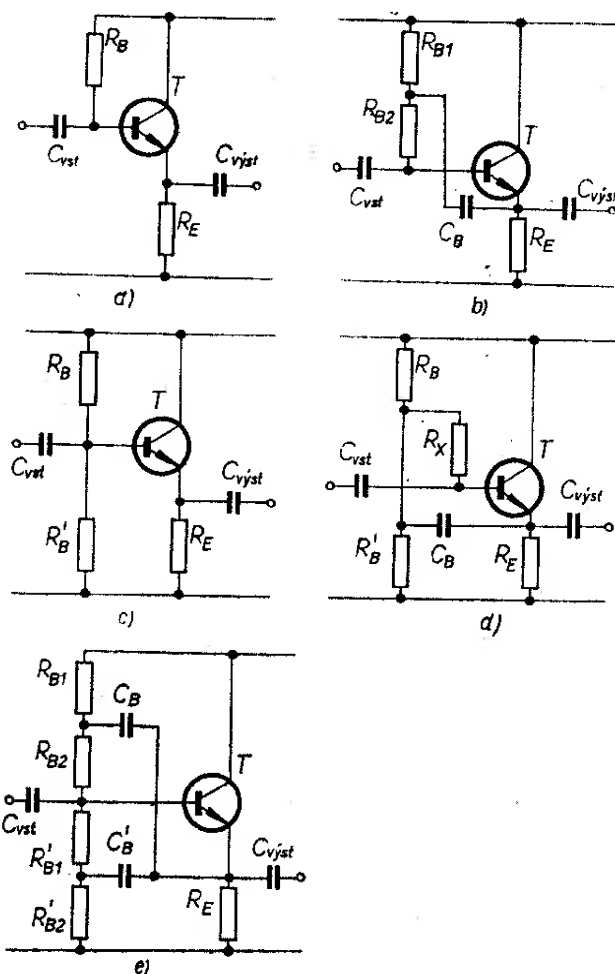
Elegantním řešením požadavku velkého vstupního odporu je obvod na obr. 38h. V tomto zapojení je výstupní odpor T_2 (řádu megaohmů) vlastně emitorovým odporem T_1 – to umožnilo dosáhnout vstupního odporu obvodu přes 10 M Ω i při malém napájecím napětí.

Na vstupní odpor má vliv i odpor bázevého děliče. V běžném zapojení (obr. 39a) je vždy vstupní odpor menší, než je odpor

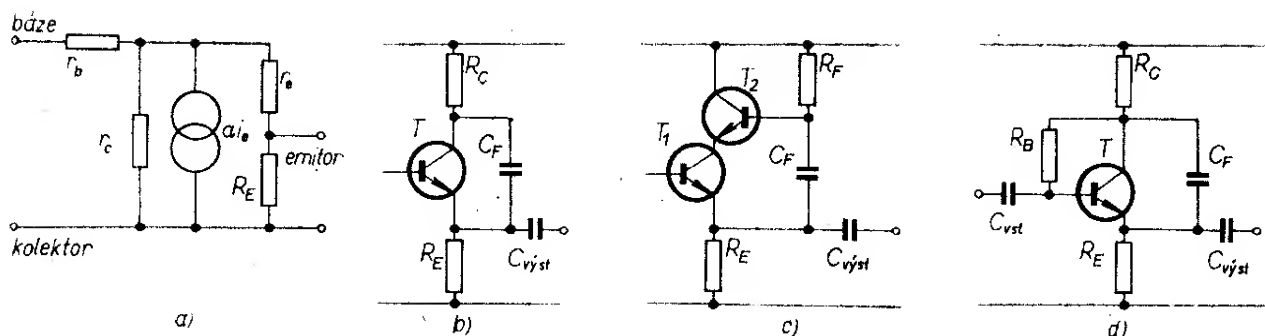
R_B . Ve snaze zvětšit vstupní odpor obvodu při určité nutné velikosti R_B se používají obvody podle obr. 39b až 39e. Při těchto uspořádáních obvodů se zvětší vstupní odpor pro střídavý signál, i když je $R_B (R_{B1} + R_{B2})$ přibližně stejný jako na obr. 39a. Kondenzátory C_B v těchto obvodech musí mít pro signály přenášených kmitočtů zanedbatelnou impedanci (především pro nejnižší přenášené kmitočty). Volí se obvykle ze vztahu

$$C_B > 10/f_0 R_B,$$

kde f_0 je nejnižší přenášený kmitočet.



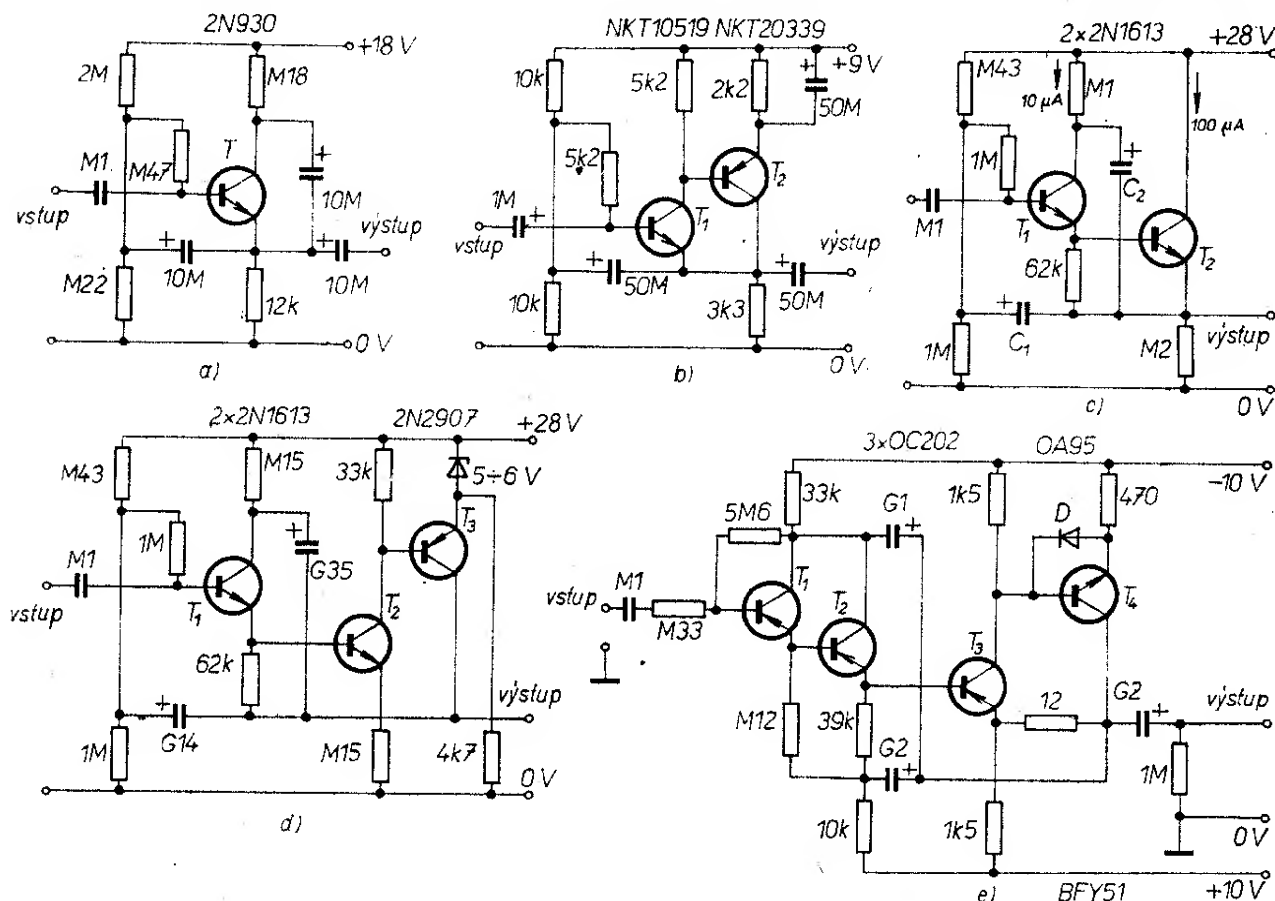
Obr. 39. Vyloučení omezujícího vlivu bázevého odporu na vstupní odpor zesilovače. Základní zapojení zesilovače s bázevým odporem (a), větve zpětné vazby do středu rozděleného bázevého odporu (b), základní zapojení zesilovače s děličem v bázi (c), zpětná vazba v obvodu podle obr. 39c jedním kondenzátorem (d) a dvěma kondenzátory (e)



Obr. 40. Vyloučení omezujícího vlivu kolektorového výstupního odporu. Náhradní článek T pro zapojení tranzistoru se společným kolektorem a emitorovým odporem R_E (a), omezení vlivu r_c kondenzátorem mezi kolektorem a emitorem (b) a dalším tranzistorem (c), současná kompenzace vlivu R_B a r_c (d)

K získání obvodu se značně velkým vstupním odporem je třeba omezit i vliv kolektorového výstupního odporu. Jak je zřejmé z obr. 40a, na němž je náhradní článek T pro tranzistor v zapojení se společným kolektorem a emitorovým odporem

rem, je vnitřní kolektorový odpor r_c zapojen jako bočník k vnitřnímu odporu zdroje signálu. Vzhledem k tomu, že vnitřní kolektorový odpor bývá asi 1 až 5 $M\Omega$, je obtížné získat větší vstupní odpor obvodu, než je právě tato velikost r_c .



Obr. 41. Zesilovače s velkým vstupním odporem. Jednotranzistorový zesilovač se vstupním odporem větším než 0,5 $M\Omega$ (a), zesilovač se dvěma tranzistory a vstupním odporem 1,5 $M\Omega$, výstupní odpor je 30 Ω (b), zesilovač se vstupním odporem 10 $M\Omega$ (c), zesilovač se vstupním odporem 300 $M\Omega$ pro signály v pásmu 0,5 Hz až 2 kHz (d), zesilovač se vstupním odporem 1 000 $M\Omega$, s dolním mezním kmitočtem 10 Hz (e)

K vyloučení vlivu kolektorového výstupního odporu se používají zapojení podle obr. 40b až 40d.

Sdružením některých nebo všech poznatků o zapojení obvodů s velkým vstupním odporem jsou zapojení zesilovačů na obr. 41a až 41e. Na obr. 41a je obvod se vstupním odporem větším než 500 kΩ, který přenáší signály od 50 Hz. Tranzistor pracuje s kolektorovým proudem asi 100 μA. K získání většího vstupního odporu je obvykle třeba použít dva bipolární tranzistory. Typický obvod se vstupním odporem větším než 1,5 MΩ je na obr. 41b. Výstupní odpor obvodu je 30 Ω.

Vstupní odpor asi 10 MΩ lze získat zapojením zesilovače podle obr. 41c. Jde o kaskádní zapojení emitorových sledovačů. Nejnižší přenášený kmitočet závisí na volbě kondenzátorů C_1 a C_2 . Jejich kapacitu lze určit (pro žádaný kmitočet f_0) ze vztahů

$$C_1 = \frac{1}{150f_0}, \quad C_2 = \frac{1}{50f_0}.$$

Přidáním dalšího tranzistoru k obvodu podle obr. 41c, např. podle obr. 41d, lze zvětšit vstupní odpor zesilovače až na 100 MΩ. S uvedenými součástkami má obvod na obr. 41d vstupní odpor pro signály kmitočtů 0,5 až 2 kHz asi 300 MΩ.

Vstupní odpor řádu 1 000 MΩ lze získat s bipolárními tranzistory velmi obtížně – přesto je to možné. Příklad zapojení zesilovače se vstupním odporem 1 000 MΩ je na obr. 41e. Vstupní odpor tohoto a podobných zesilovačů lze přibližně určit ze vztahu

$$R_{vst} = B_1 B_2 B_3 B_4 R,$$

kde B_1 až B_4 jsou stejnosměrné proudové zesilovací činitele v zapojení se společným emitemorem použitých tranzistorů a R paralelní kombinace emitorového odporu tranzistoru T_3 a zatěžovací impedance zesilovače. Při součástkách podle obrázku má zesilovač vstupní odpor 1 000 MΩ na kmitočtu 10 Hz a při vyšších kmitočtech, pro signály o kmitočtu 1,5 Hz je vstupní odpor asi 50 MΩ.

Pro úplnost je třeba dodat, že s bipolárními tranzistory byly konstruovány i zesilovače (a popsány, např. v *Electronics*, březen 1968) se vstupním odporem $8 \cdot 10^{11} \Omega$.

Wireless World, červenec 1968

Přijímací technika

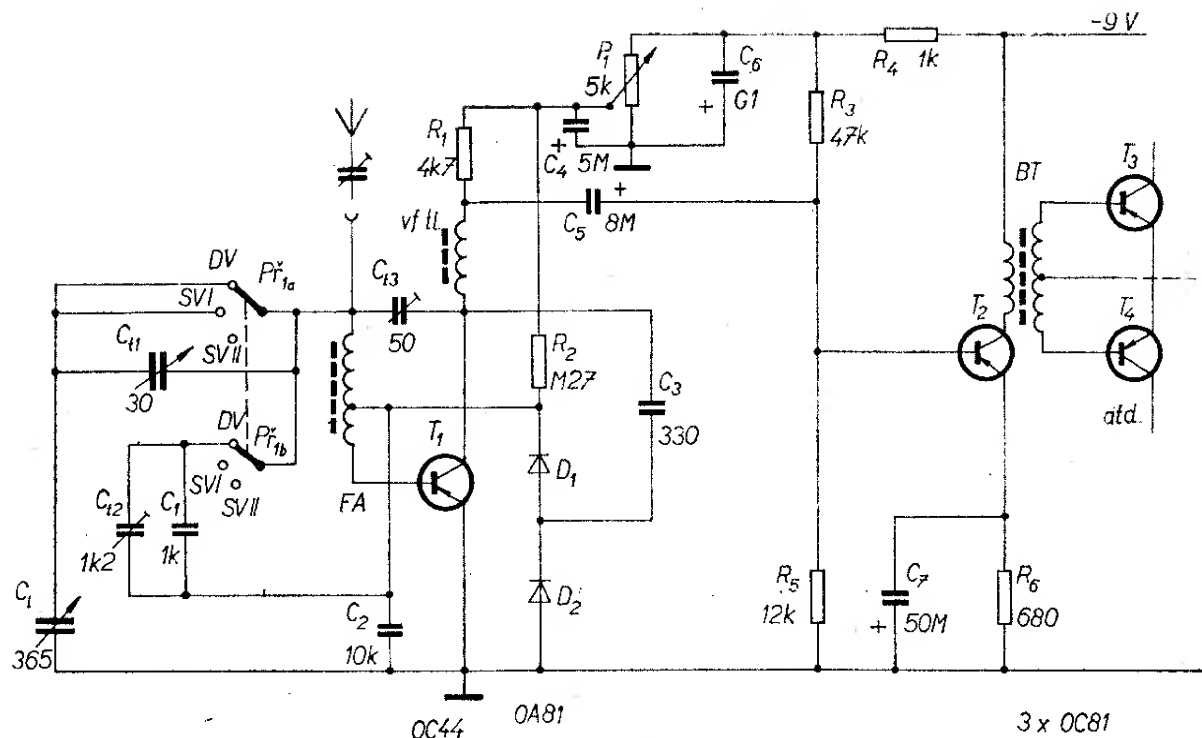
Přijímač se čtyřmi tranzistory pro příjem na třech rozhlasových pásmech

Svého času byly velmi oblíbeny různé druhy reflexních přijímačů, na jejichž stavbě se „vyučilo“ mnoho radiotechniků amatérů i profesionálů. Malou reminiscencí na tuto éru je přijímač na obr. 42. Jde o reflexní přijímač pro příjem na třech různých pásmech – hlavním rozsahem příjmu je rozsah středních vln, 150 až 620 m, popř. 480 až 2 000 kHz. Protože na horním kraji stupnice je u běžných přijímačů velmi mnoho stanic, které se špatně ladí, je na druhém ladicím rozsahu pásmo 1,7 až 2,2 MHz (tj. 140 až 180 m) „roztaženo“. Třetí poloha přepínače rozsahů slouží k přepnutí přijímače na příjem dlouhých vln 190 až 210 kHz, tj. v pásmu kolem 1 500 m.

Protože nf část přijímače není zajímavá, jde o běžný nf zesilovač s transformátory (úsporný provoz vzhledem k zapojení bez transformátorů), je na obrázku naznačena pouze informativně.

Cívka L_1 vstupního laděného obvodu je na feritové tyčce o \varnothing 9 mm a délce 15 cm. Cívka má 65 + 11 závitů vf lankem nebo tlustším drátem CuL.

Při přepnutí přepínače rozsahů do polohy „roztažené pásmo“, SV II, připojuje se kondenzátorový trimr s malou kapacitou do série s ladicím kondenzátorem (kapacita 365 pF), takže lze „chytat“ stanice na horním konci pásma středních vln. Nejvyšší přijímaný kmitočet je poněkud vyšší než při příjmu v poloze přepínače „střední vlny“, SV I, neboť sériovým spojením obou kondenzátorů, ladicího a trimru, se poněkud zmenší nejmenší kapacita laděného obvodu. Je-li přepínač rozsahů v poloze „dlouhé vlny“, DV, jsou kondenzátor C_1 , ladicí kondenzátor a kondenzátorový trimr C_{t2} zapojeny paralelně k cívce na feritové anténě a ladí se trimrem 1 250 pF (lze získat složením pevného a proměnného kondenzátoru, např. paralelní kombinací 1,2 nF + 50 pF nebo i sériovou kombinací vhodných kondenzá-



Obr. 42. Zapojení reflexního přijímače pro příjem na třech vlnových pásmech

torů podle kmitočtu stanice, kterou chceme na dlouhých vlnách přijímat).

Činnost reflexního stupně je dostatečně známá, proto jen stručně: zpětná vazba se řídí potenciometrem 5 k Ω v kolektoru prvního tranzistoru (upravuje se vlastně velikost napájecího napětí). V f tlumivka (asi 3 mH) zamezuje průchodu v f signálu do dalších stupňů. Zesílené v f napětí z kolektoru tranzistoru jde přes kondenzátor 330 pF mezi detekční diody OA81. N f signál jde přes L_1 do báze tranzistoru a po zesílení je přes kondenzátor C_5 veden do n f zesilovače.

Přijímač se napájí napětím 9 V ze dvou plochých baterií.

Practical Wireless, květen 1970

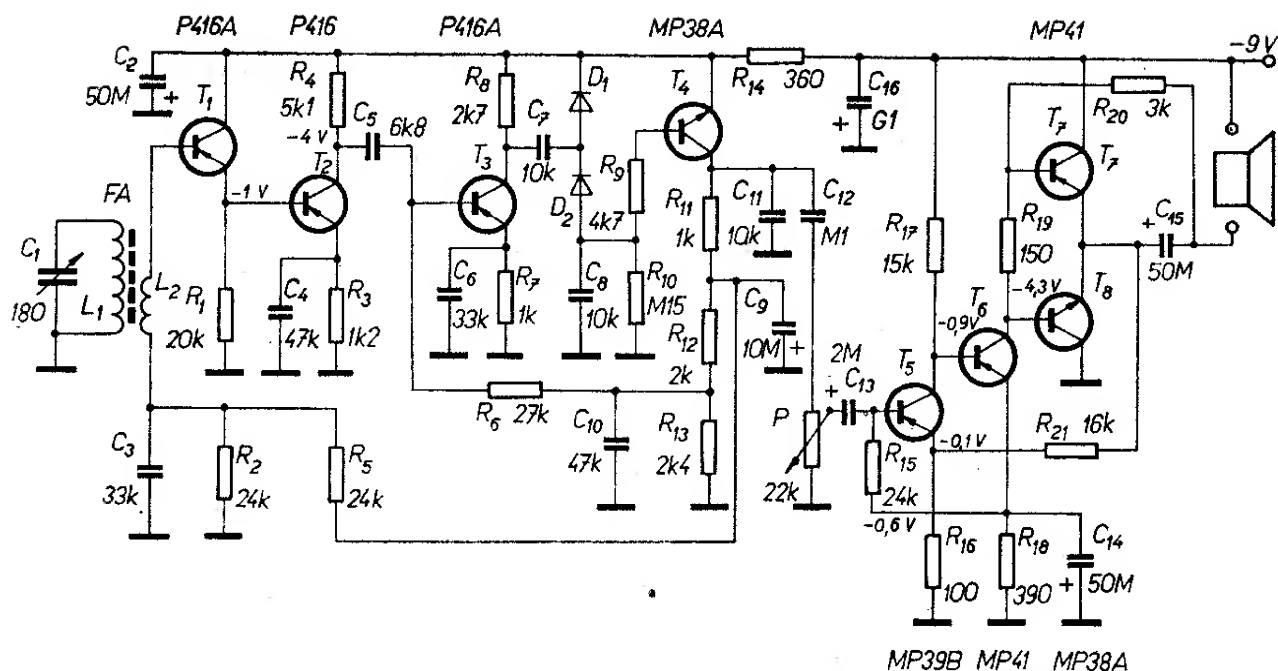
Jednoduchý přijímač s AVC pro příjem na SV a DV

Přijímač podle obr. 43 je určen k příjmu stanic na SV a DV; na SV má citlivost 3 až 3,5 mV/m, na DV asi 2,5 až 3 mV/m. Jmenovitý výstupní výkon je asi 100 mW. N f část přijímače umožňuje reprodukovat n f signály v pásmu 450 až 5 000 Hz. Samočinné vyrovnávání citlivosti pracuje

tak, že se napětí na detektoru nemění o více než 6 dB při změně napětí na vstupu přijímače 40 dB. Odběr proudu z baterie 9 V je bez signálu asi 5 mA, při jmenovitém výstupním výkonu asi 25 až 35 mA. Přijímač byl realizován v krabici o rozměrech 135 \times 80 \times 40 mm.

Přijímač (obr. 43) má na vstupu třístupňový aperiodický (neladěný) v f zesilovač, za v f zesilovačem je detekční stupeň a k výstupu detekčního stupně je zapojen n f zesilovač (přes potenciometr hlasitosti). První stupeň aperiodického v f zesilovače je zapojen s tranzistorem v zapojení se společným kolektorem – tento stupeň napětově nezesiluje, umožňuje však získat snadno velký vstupní odpor. Další dva tranzistory v f zesilovače jsou zapojeny se společným emitorem.

Zesílený v f signál se detekuje diodami D9B. Pracovním odporem detektoru je vstupní odpor stupně s tranzistorem T_4 , který pracuje jako zesilovač napětí AVC a stabilizátor předpětí pro tranzistory v f zesilovače. Ke zmenšení nelineárních zkreslení signálu detektorem (vznikajících změnami parametrů součástek detektoru,



MP39B MP41 MP38A

Obr. 43. Jednoduchý tranzistorový přijímač pro příjem SV a DV se samočinným vyrovnáváním citlivosti (AVC) s germaniovými tranzistory

především diod) mají obě diody detektoru předpětí, dané odporem R_{10} .

Použitý nf zesilovač (obr. 43) byl v tomto i dalších časopisech před časem popsán mnohokrát. Je osazen běžnými germaniovými tranzistory a budou-li k jeho konstrukci použity dobré součástky, především tranzistory, bude jistě pracovat na první zapnutí. V opačném případě jsou na schématu uvedeny údaje napětí na elektrodách jednotlivých tranzistorů, takže nebude problémem případnou závadu najít a odstranit.

Ladící kondenzátor může být libovolný, s kapacitou maximálně 200 pF. Feritová anténa je zhotovena na feritové tyčce o \varnothing 8 mm a délky 7,5 cm, ladící vinutí má pro DV 305 závitů drátem o \varnothing 0,1 mm, pro SV 85 závitů v lanku $5 \times 0,06$ mm, vazební vinutí pro DV má 70 až 80 závitů drátu o \varnothing 0,2 až 0,22 mm, pro SV 15 až 20 závitů drátu 0,25 až 0,3 mm. Vazební cívky jsou navinuty asi ve středu laděných vinutí (na cívkách laděných vinutí).

Výstupní autotransformátor pro připojení reproduktoru o impedanci 5Ω je na permalloyovém jádru se sloupkem 4×6 mm, cívka má $80 + 240$ závitů. 80 závitů je vinuto drátem o \varnothing asi 0,3 mm, 240 závitů drátem 0,15 až 0,2 mm. Součinitel transformace je asi 4. V přijímači lze pou-

žít jakékoli germaniové tranzistory: pro vf část a detektor např. OC169, OC170 (vf zesilovač) a 152 až 156NU70 (detekce); pro nf díl 106NU70, 107NU70, 102NU71, GC518, 104NU71, GC508 apod. Jako diody mohou být použity libovolné germaniové diody řady GA, např. GA201, 2-GA206 apod.

Při uvádění do chodu kontrolujeme pouze stejnosměrné pracovní body tranzistorů podle údajů napětí ve schématu na obr. 43. Liší-li se údaje napětí v obrázku od skutečných napětí, lze správných napětí dosáhnout změnou odporů R_{19} (nf díl) a R_9 (detekce). Odpor R_9 je třeba vybrat tak, aby napětí v bodě A bylo (vzhledem ke společnému vodiči) přesně $-2,5$ V. Pracovní bod tranzistorů T_1 a T_2 se nastavuje změnou odporu R_5 , tranzistoru T_3 změnou odporu R_6 . K zajištění správné činnosti přijímače je vhodné umístit celý vf zesilovač do krytu z měděného nebo pocínovaného plechu, a popř. blokovat rozvod záporného napájecího napětí ještě kondenzátorem 10 až 20 nF (paralelně ke kondenzátoru C_2).



Radio č. 2/1972

Žárovková indikace vyladění pro stereofonní přijímače

U stereofonních přijímačů je výhodné, mají-li indikaci naladění; je to třeba i k získání maximálně nezkresleného signálu pro nf zesilovač. Indikace vyladění pracuje obvykle tak, že se jako správné naladění přijímače určuje naladění na střed lineární křivky S poměrového detektoru.

Některé přijímače mají jako indikační obvod zapojen tranzistor s měřicím přístrojem (někdy i několik tranzistorů). Dodatečná vestavba tohoto obvodu do přijímače, který indikaci nemá, naráží obvykle na potíže, dané rozměry měřidla a počtem potřebných dalších součástí.

Jednoduchý indikační obvod, který funkčně vyhoví stejně dobře jako obvod s měřidlem, je možné realizovat se třemi žárovkami, z nichž jedna indikuje naladění přijímače vpravo, druhá vlevo a třetí na střed přijímaného signálu FM. Zapojení obvodu, vhodného k doplnění jakéhokoliv přijímače pro příjem stereofonních signálů VKV – FM, je na obr. 44, připojení k poměrovému detektoru přijímače je zřejmé z obr. 45.

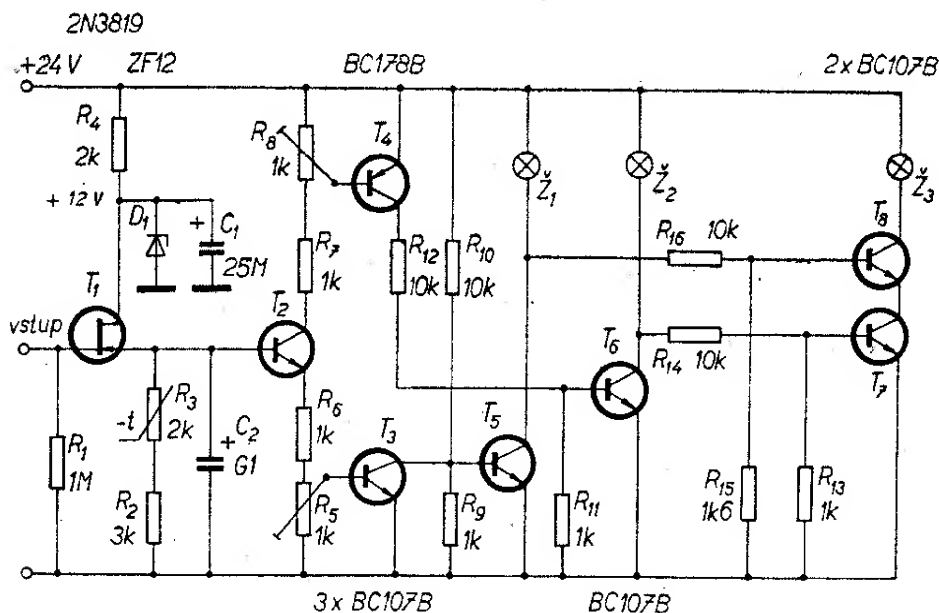
Zařízení využívá toho, že na výstupu poměrového detektoru v bodu A není při naladění přijímače na střed křivky poměrového detektoru žádné napětí; při naladění vpravo nebo vlevo od tohoto bodu pak napětí kladné nebo záporné. Napětí

na výstupu poměrového detektoru se výhodnocuje zařízením na obr. 44 a podle naladění se pak rozsvěcí příslušná žárovka.

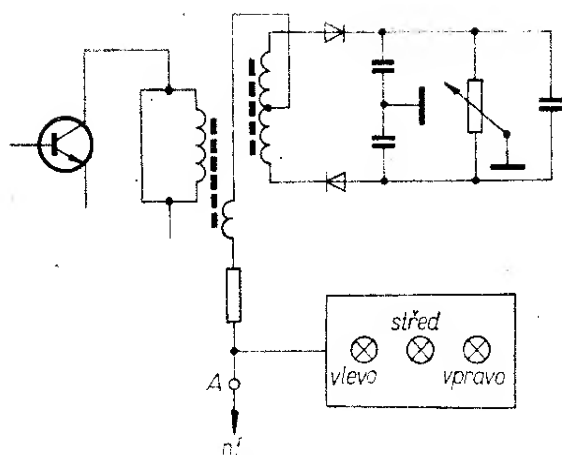
Aby zařízení nezatěžovalo (a tudíž nerozladovalo) po připojení poměrový detektor, je na jeho vstupu tranzistor řízený polem v zapojení sledovače (source-sledovač). Kondenzátor C_2 zabraňuje průchodu nf signálu, který je na stejnosměrném napětí na výstupu poměrového detektoru superponován. Polarita napětí na výstupu poměrového detektoru se určuje tranzistory T_4 , T_6 , popř. T_3 , T_5 . Při nulovém stejnosměrném napětí na poměrovém detektoru vede tranzistor T_3 , tranzistor T_4 je uzavřen. Proto jsou zavřeny i tranzistory T_5 a T_6 . Žárovky \check{Z}_1 a \check{Z}_2 nesvítí. Hradlo NAND se otevře, rozsvítí se žárovka \check{Z}_3 a indikuje naladění na střed pásma. Hradlo NAND je realizováno tranzistory T_7 a T_8 . Je-li při špatném naladění na vstupu zařízení kladné stejnosměrné napětí, bude báze T_2 kladnější a tranzistorem poteče větší kolektorový proud. Na odporech R_5 až R_8 bude tedy i větší úbytek napětí a tranzistory T_3 a T_4 povedou. Přitom se uzavře tranzistor T_5 a otevře tranzistor T_6 – rozsvítí se žárovka \check{Z}_2 , žárovka \check{Z}_3 zhasne, neboť se uzavře i tranzistor T_7 .

Pochod bude stejný, avšak při opačných polaritách napětí, bude-li na vstupu zařízení záporné napětí z poměrového detektoru.

Použité žárovky jsou pro napětí 24 V



Obr. 44. Zapojení
přípravku k indika-
ci správného naladě-
ní přijímačů VKV



Obr. 45. Připojení přípravku z obr. 44 k poměrovému detektoru

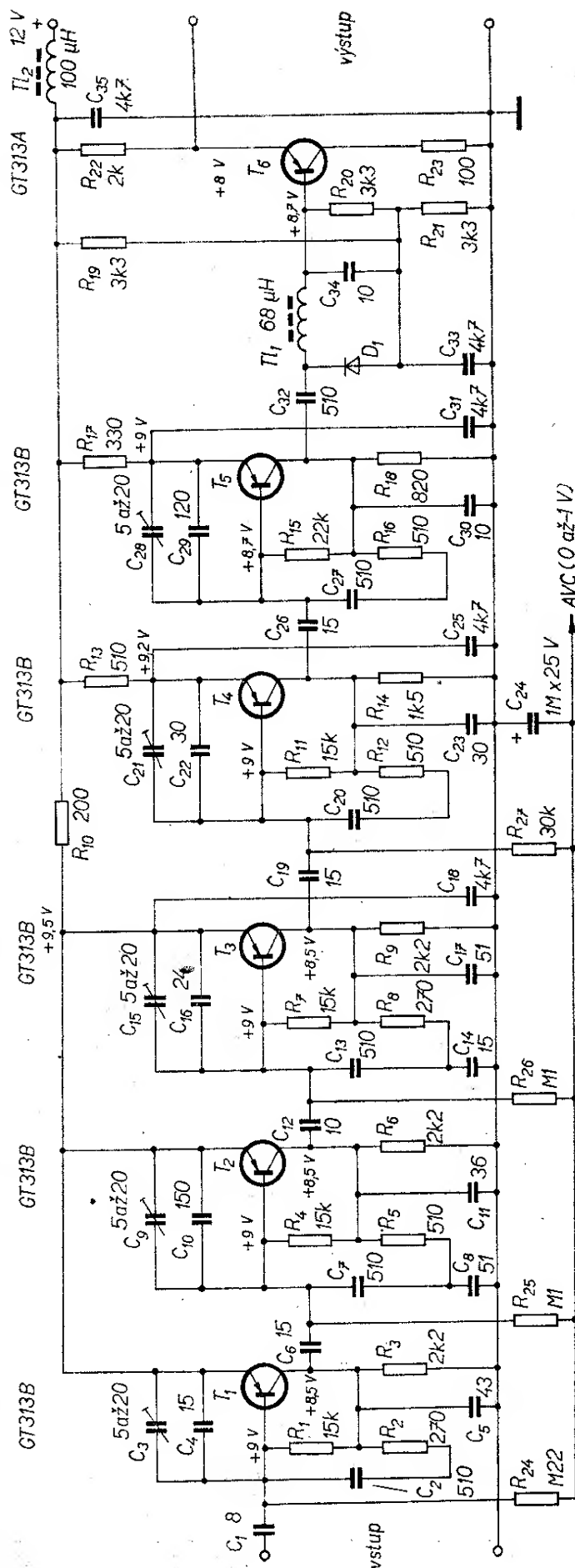
a proud 20 mA, po změně příslušných odporů by bylo možné použít i jiné žárovky na větší proud, které jsou u nás běžnější. V tom případě by bylo nutné nahradit také dvojici tranzistorů T_7 , T_8 dvojicí výkonnějších tranzistorů (např. KF508), neboť žárovky, indikující špatné naladění, svítí obvykle pouze krátkou dobu, zatímco žárovka, indikující naladění na střed pásma, svítí po celou dobu příjmu. *Radio, Elektronik Schau č. 9/1972*

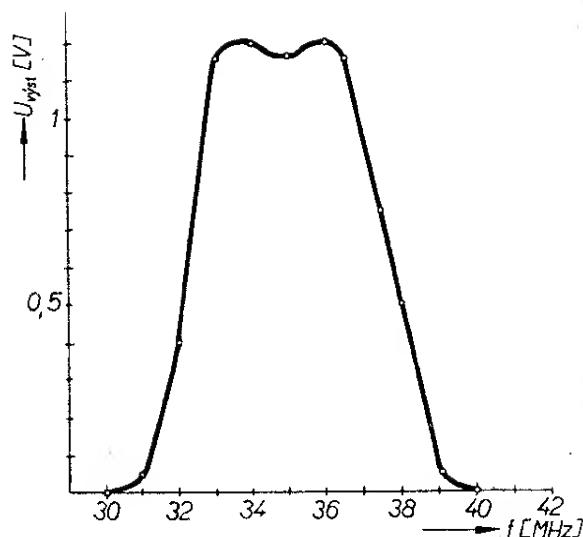
Obrazový mf zesilovač bez cívek

Zvláštním zapojením tranzistorů, které kromě své původní funkce splňují i funkci cívek obvodu (lépe řečeno indukčností), se podařilo autorovi ze Sovětského svazu sestavit mf obrazový zesilovač pro televizní přijímač bez jediné laděné cívky. Technické vlastnosti zesilovače jsou: propustné pásmo 0,7 až 5,2 MHz, zesílení 500, maximální výstupní napětí 1 V, příkon pro napájení 0,3 W.

Schéma zapojení zesilovače je na obr. 46, na němž je zesilovač spolu s detekční diodou obrazového signálu (D_1) a prvním stupněm koncového obrazového zesilovače (tranzistor T_6). Obvody, měnící fázi, které mění činný odpor tranzistorů na odpor indukčního charakteru, se skládají z prvků RC – R_2 , R_5 , R_8 , R_{12} a C_3 – C_4 , C_9 – C_{10} , C_{15} – C_{16} , C_{21} – C_{22} , C_{28} – C_{29} . „Ladě-

Obr. 46. Mf zesilovač pro televizní přijímač s obrazovým detektorem a prvním stupněm obrazového zesilovače bez laděných cívek





Obr. 47. Kmitočtová charakteristika zesilovače podle obr. 46

né“ obvody zesilovače se skládají z ekvivalentních indukčností tranzistorů T_1 až

T_5 a z kapacit kondenzátorů C_5 , C_{11} , C_{17} , C_{23} a C_{30} . Rezonanční kmitočty obvodů lze měnit změnou kapacity příslušných kondenzátorových trimrů (C_3 , C_9 , C_{15} , C_{21} , C_{27}).

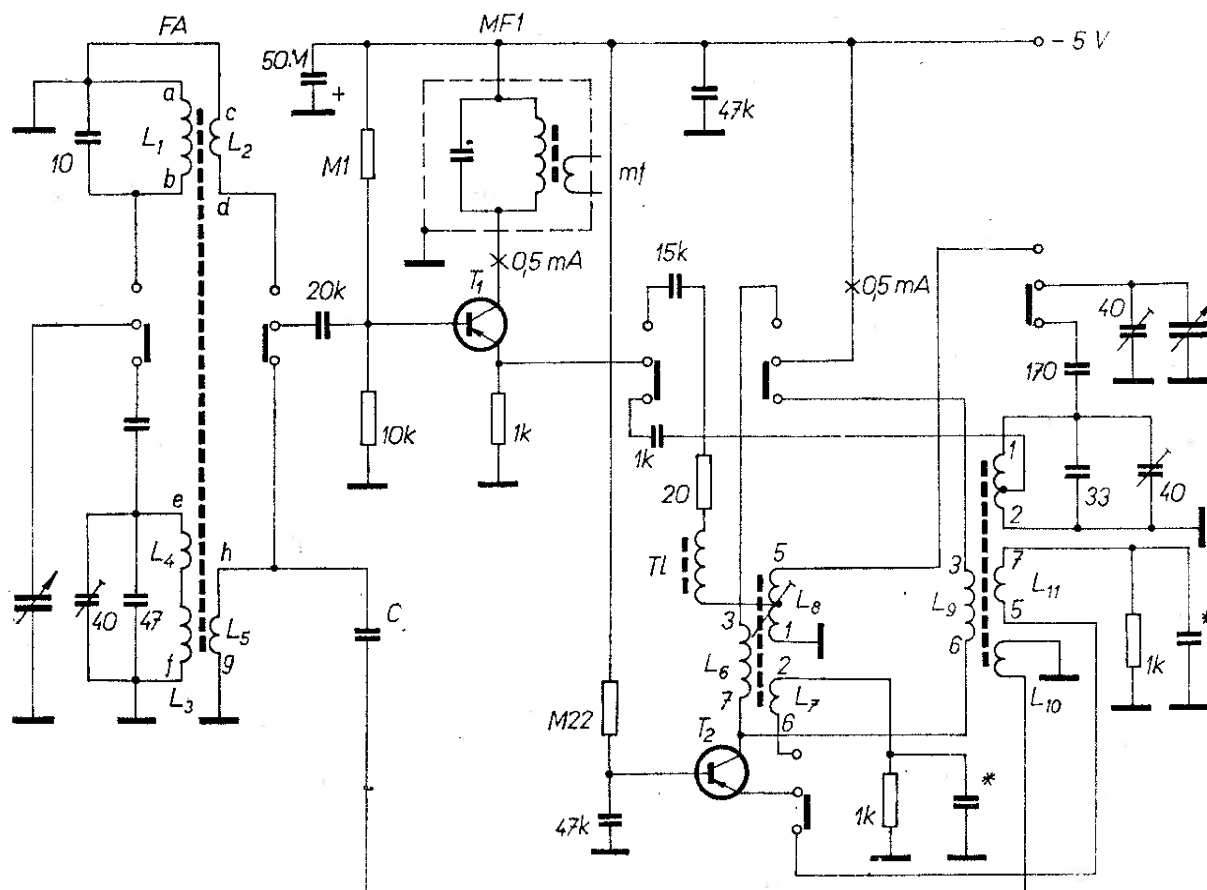
Celý zesilovač je konstruován na desce (tj. celé zapojení z obr. 46) o rozměrech 150×70 mm. Součástky jsou umístěny jak na rubu, tak na lici desky, jako spoje slouží vývody součástek a tlustý měděný drát o \varnothing 1 až 1,5 mm.

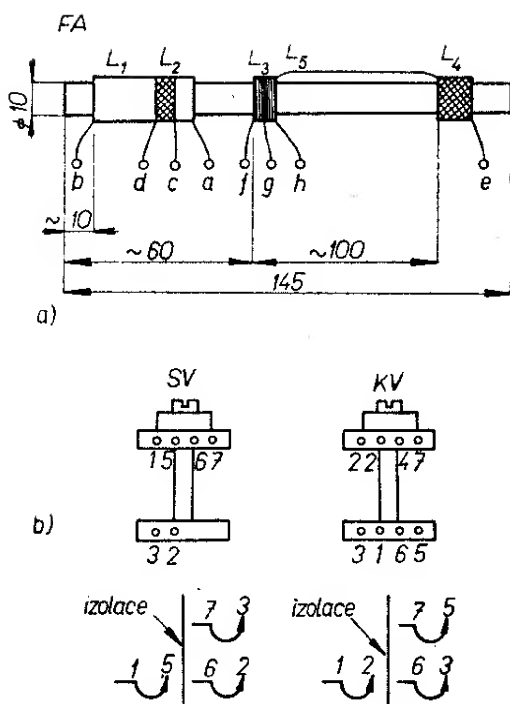
Zesilovač se nastavuje signálním generátorem nebo rozmlátačem tak, aby propustná křivka měla tvar podle obr. 47. Radio č. 7/1972

Oscilátor a směšovač pro přijímač AM

U přijímačů pro příjem amplitudově modulovaných signálů lze získat v mnoha ohledech lepší vlastnosti vstupního dílu, je-li konstruován s odděleným oscilátorem.

2 x GF122 (OC169)





Obr. 49. Cívky přijímače. a) Feritová anténa je na feritové tyčce délky 145 mm o \varnothing 10 mm; cívka L_1 má 75 z vf lanka $20 \times 0,07$ milimetru, L_2 má 9 z stejným lankem, L_3 má 5 z drátem o \varnothing 0,4 mm CuL, L_4 má 5 z stejného drátu, L_5 má 2 z stejného drátu (vine se společně s L_3). b) Cívky oscilátoru: cívkové tělísko má tvar podle obrázku, cívka L_6 má 17 z, L_7 7 z, L_8 80 z, všechny drátem o \varnothing 0,1 mm, L_8 má odbočku na 7. z; cívky L_9 až L_{12} jsou vinuty drátem o \varnothing 0,2 mm a mají 10, 7, 3 a L_{12} 26 z s odbočkou na 3. závit. Tlumivka je navinuta na vf jádru a má 5 až 10 z drátu asi o \varnothing 0,2 mm CuL

rem a směšovačem (vzhledem ke kmitajícímu směšovači). Na obr. 48 je zapojení jednoduchého vstupního obvodu přijímače AM pro příjem krátkých a středních vln (zapojení kresleno v poloze přepínačů „střední vlny“).

Jako oscilátor pracuje tranzistor T_2 v zapojení se společnou bází. Jako směšovač slouží tranzistor T_1 v zapojení se společným emitorem. Napětí z oscilátoru se vede na směšovač přes kondenzátor (do emitoru T_1). Aby byly potlačeny harmonické kmitočty oscilátoru, je do přívodu oscilátorového napětí zařazena tlumivka (lze ji nahradit i odporem řádu 100 Ω). Vzhledem k malému rozdílu mezi kmitočtem vstupních signálů při příjmu KV

a kmitočtem oscilátoru je zapojení neutralizováno napětím indukovaným na cívce L_{10} , které se přivádí do báze tranzistoru směšovače.

Všechny laděné cívky přijímače jsou použity z přijímače T-100, a dostanou se v NDR jako výprodejní díly. Pro informaci uvádím i navíjecí předpisy cívek a uspořádání vinutí. Na obr. 49a je uspořádání vstupních cívek na feritové tyčce, na obr. 49b uspořádání cívek oscilátoru.

Při uvádění do chodu se nastaví kolektorové proudy tranzistorů asi na 0,5 mA, obvody se naladí běžným způsobem.

Funkamateur č. 11/1972

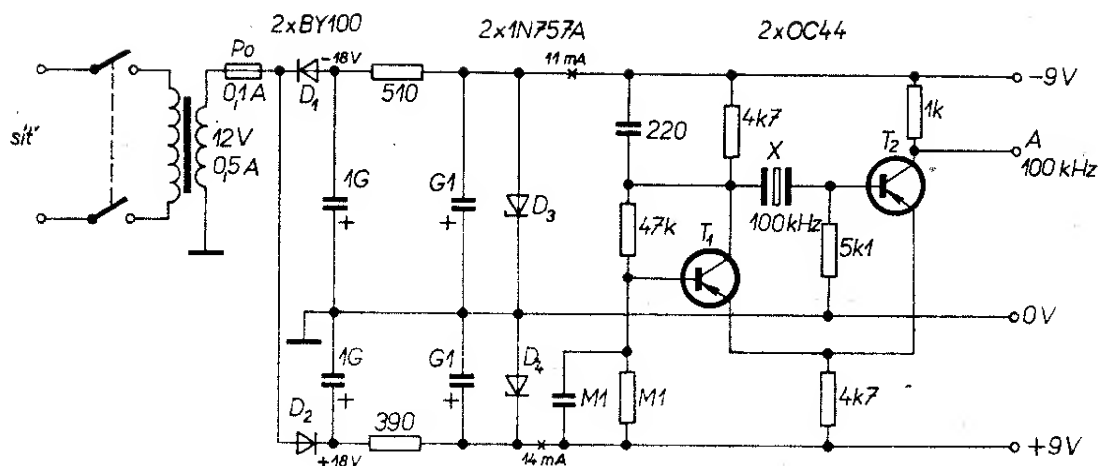
Měřicí technika

Kmitočtový standard

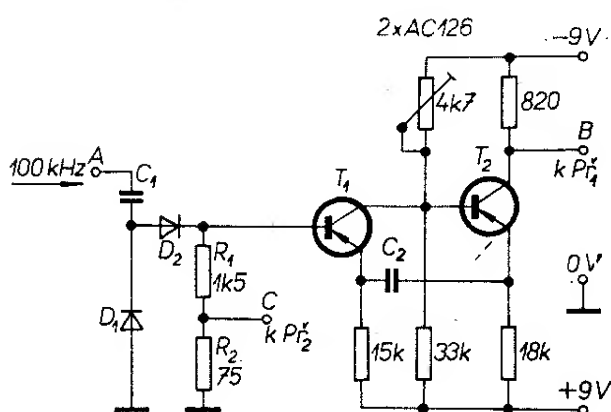
Jednoduchý generátor napětí pravoúhlého průběhu se standardními kmitočty k nejrůznějšímu použití je na obr. 50, 51 a 52. Generátor se skládá z oscilátoru 100 kHz, řízeného krystalem, který synchronizuje čtyři emitorově vázané multivibrátory, z nichž každý je upraven tak, aby dělil kmitočet 10 (základní dělicí modul je 10). Výstupní zesilovač (obr. 52) lze připojit na výstup multivibrátorů, popř. i k výstupu krystalového oscilátoru. Technické údaje: kmitočet výstupního signálu: 100 kHz, 10 kHz, 1 kHz, 100 Hz, 10 Hz, doba náběhu impulsů: asi 0,1 μ s, výstupní napětí: pravoúhlý tvar, 9 V, popř. impuls o amplitudě 25 mV, napájecí napětí: souměrné 9 V, 240 mW, maximální dovolené kolísání napájecího napětí: 30 %, kalibrace: krystal 100 kHz.

Krystalový oscilátor je tvořen emitorově vázaným multivibrátorem, jehož kmitočet je dán použitým krystalem 100 kilohertzů. Toto uspořádání má před jinými typy oscilátorů přednost v oddělení smyčky kladné zpětné vazby od zátěže. Šířka pásma smyčky zpětné vazby je dána (omezena) kondenzátorem 220 pF v kolektorovém obvodu prvního tranzistoru multivibrátoru.

Kmitočtové děliče (obr. 51) jsou zapojeny všechny shodně, liší se pouze kapacitami kondenzátorů C_1 a C_2 . Při kmitočtu vstupního signálu 100 kHz je kapacita



Obr. 50. Krystalový oscilátor a napájecí díl kmitočtového standardu. Signál z bodu A se vede do bodu A na obr. 51



Obr. 51. Jeden ze čtyř multivibrátorů děličů kmitočtu. Kapacity kondenzátorů se volí podle tabulky v textu (pro žádaný výstupní kmitočet). Do bodu A se přivádí signál z krystalového oscilátoru, výstup z bodu B se spojí s přepínačem $Př_1$, výstup z bodu C s přepínačem $Př_2$. Přepínači se volí kmitočet výstupního signálu

kondenzátorů pro výstupní signál 10 kHz, 1 kHz, 100 Hz v tabulce.

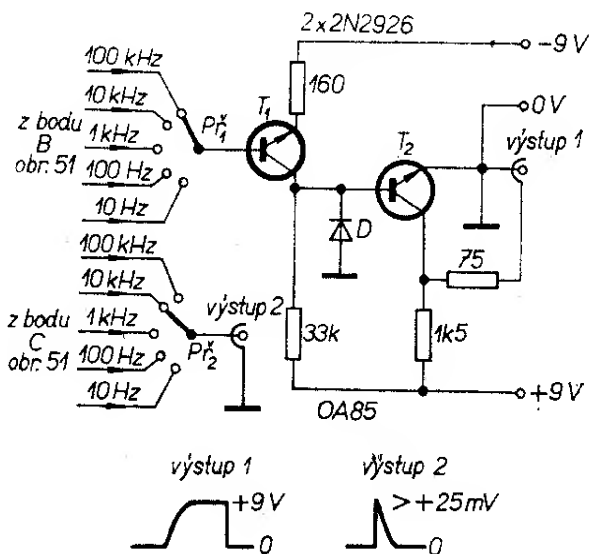
	10 kHz	1 kHz	100 Hz	10 Hz
C_1 [nF]	1	1	10	100
C_2 [μF]	0,01	0,1	1	10

Vlastní kmitočet multivibrátorů je asi o 5 % nižší, než je kmitočet synchronizačních impulsů z krystalového oscilátoru. Vstupní synchronizační signál je asi 20 % amplitudy signálu na emitorech tranzistorů.

Výstupní zesilovač (obr. 52) je zapojen běžně a zesiluje impulsy na výstupní úroveň rovnou napájecímu napětí.

Multivibrátory děličů se nastavují odporovými trimry 4,7 kΩ v kolektoru prvního tranzistoru. Výstupní signál se nastavuje podle osciloskopu a signálu přesně známého kmitočtu. Nemá-li možné nastavit přesně kmitočet výstupního signálu děličů kmitočtu (přičemž odpor trimru se nemá příliš lišit od 3,3 kΩ), je třeba změnit poněkud kapacitu kondenzátoru C_2 .

Děliče kmitočtu by bylo možno řešit i integrovanými obvody – bylo by to vhodné i proto, že je k dispozici napětí dvojí polarity, takže by nebylo problémem získat napětí 5 V (stabilizované)



Obr. 52. Obvod výstupního zesilovače

k napájení číslicových integrovaných obvodů.

Wireless World, červen 1968

Univerzální měřicí přístroj s operačním zesilovačem

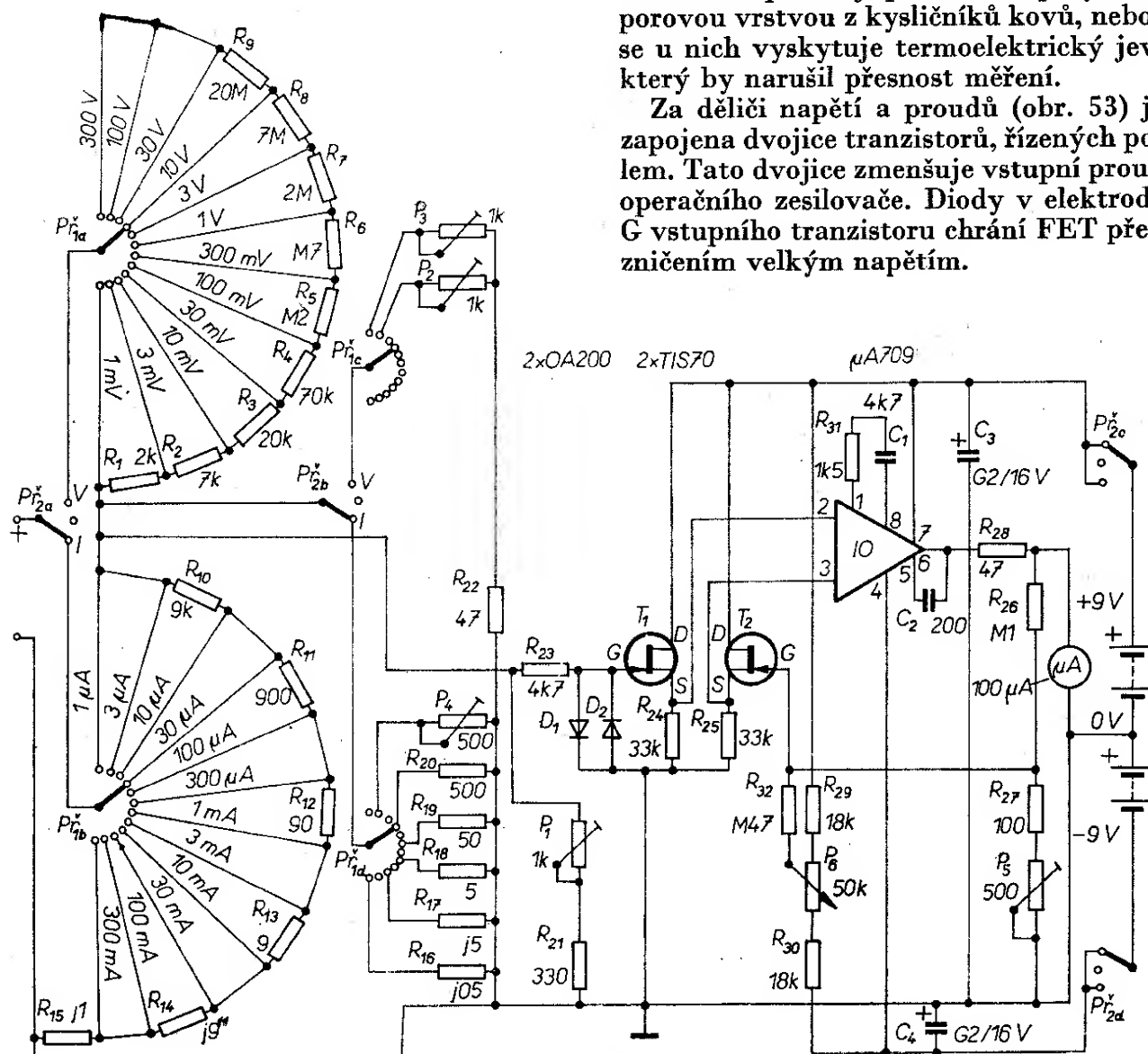
Jednoduchý měřicí přístroj s operačním zesilovačem typu $\mu A709$ (tuzemský ekvivalent je MAA501 až 504), jehož schéma je na obr. 53, je téměř ideálním měřicím přístrojem pro běžnou praxi, neboť vyhoví velmi dobře při všech měřeních, která se vyskytují např. při opravách, při vývoji nových zařízení atd. Přístroj je určen

k měření napětí (stejnosměrných) od 0 do 300 V, přičemž první rozsah je 0 až 1 mV, a k měření proudů v rozsahu 0 až 300 mA, přičemž první měřicí rozsah je 0 až 1 μA . Vstupní odpor na rozsazích do 30 V je 1 M Ω /V, na dalších rozsazích je konstantní – 30 M Ω . Úbytek napětí na vstupních svorkách při měření proudů je 1 mV na rozsahu 0 až 1 μA , na všech dalších rozsazích je 10 mV.

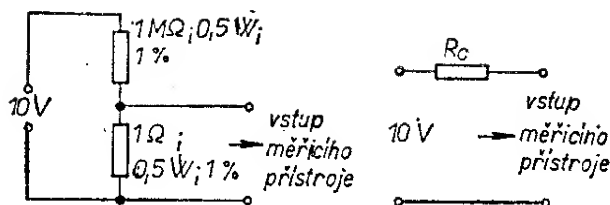
Drift a šum přístroje jsou po pěti minutách po zapnutí zcela zanedbatelné, teplotní součinitel přístroje je 5 $\mu V/^{\circ}C$.

Přesnost přístroje závisí na přesnosti odporů, určujících rozsahy měření. Do děličů se nedoporučuje používat odpory s odporovou vrstvou z kysličníků kovů, neboť se u nich vyskytuje termoelektrický jev, který by narušil přesnost měření.

Za děliče napětí a proudů (obr. 53) je zapojena dvojice tranzistorů, řízených polem. Tato dvojice zmenšuje vstupní proud operačního zesilovače. Diody v elektrodě G vstupního tranzistoru chrání FET před zničením velkým napětím.



Obr. 53. Zapojení univerzálního měřicího přístroje s velkým vstupním odporem



Obr. 54. Jednoduché přípravy ke kalibrování univerzálního měřidla z obr. 53

Zesílení operačního zesilovače je určeno odpory R_{26} , R_{27} a P_5 . Nula se nastavuje změnou polohy běžce P_6 . Operační zesilovač je kmitočtově kompenzován kondenzátory C_1 a C_2 a odporem R_{31} .

Přístroj se nastavuje pěti potenciometry (proměnnými odpory) a odpory R_{15} a R_{26} . Ke kalibrování je třeba použít čtyři odpory s tolerancí 1 % nebo 0,5 % – 10 MΩ, 1 MΩ, 100 Ω a 1 Ω, dále je třeba zdroj napětí 10 a 30 V, jehož výstupní napětí je stabilní do odběru proudu 300 mA, popř. i zdroj napětí 100 V/1 mA a 300 V/1 mA. Ke kalibrování přístroje lze použít zapojení na obr. 54; obvod podle obr. 54a se použije ke kalibrování rozsahu 1 mA, obvod podle obr. 54b k na-

stavování ostatních rozsahů – ke kalibrování rozsahu 3 μA bude sériový odpor 10 MΩ, ke kalibrování rozsahu 100 a 300 miliampérů bude sériový odpor 100 Ω.

Odpory 0,1 Ω a 0,05 Ω jsou z odporového drátu. Destička přepínače P_2 k přepínání napěťových impulsů by měla být z keramiky.

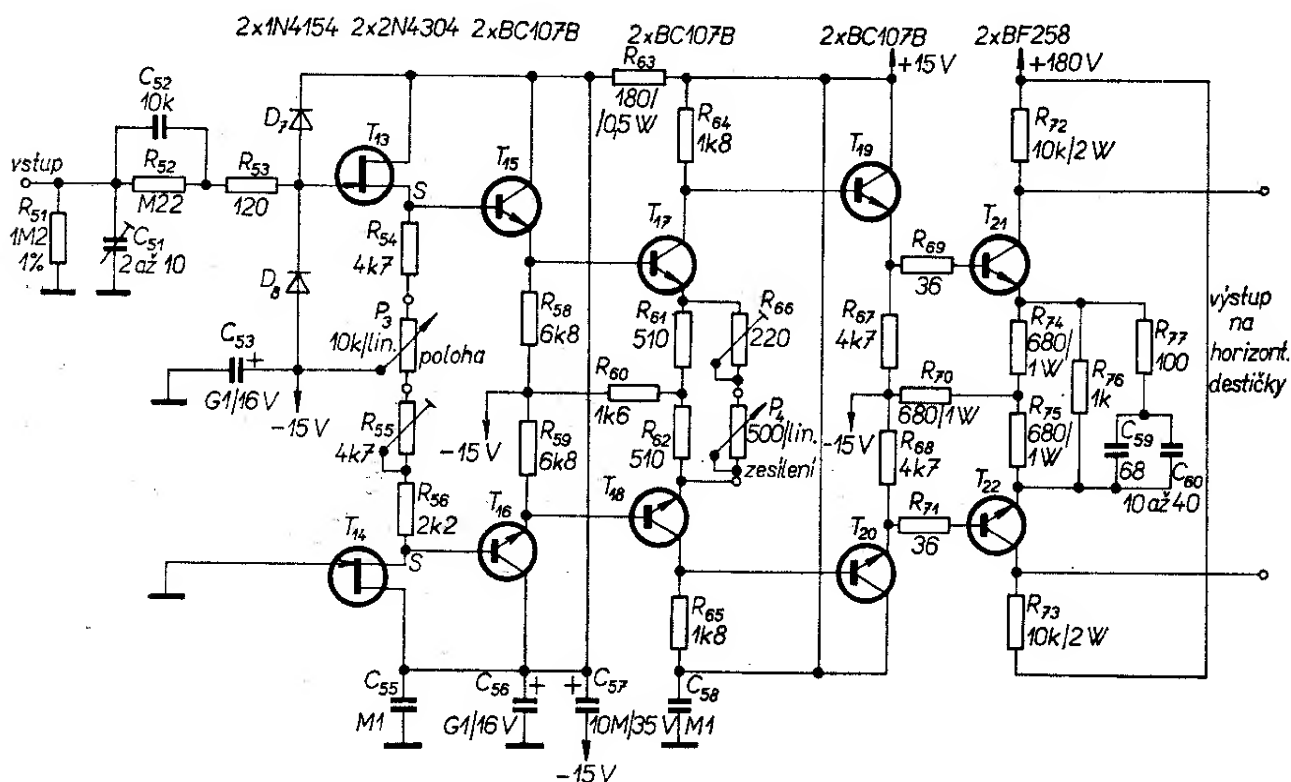
Univerzální měřicí přístroj tohoto typu je pro amatérskou výrobu velmi vhodný – vyžaduje minimum součástek a má velmi dobré vlastnosti.

Wireless World, únor 1971; *Radio Electronics*, červenec 1972

Horizontální a vertikální zesilovač tranzistorového osciloskopu

Na obr. 55 je zapojení horizontálního a na obr. 56 vertikálního zesilovače malého osciloskopu (osazeného tranzistory), který pod značkou ROG 7 GLT prodává známá radioamatérská firma Radio-Rim.

Horizontální zesilovač je konstruován jako stejnosměrný zesilovač a je až na několik drobných změn zapojen stejně jako zesilovač vertikální. Horizontální



Obr. 55. Horizontální zesilovač malého osciloskopu s velkou šířkou pásma – ROG 7 GLT firmy RIM elektronik

zesilovač má citlivost 100 mV a šířku pásma 0 až 7 MHz. Potenciometrem P_3 lze řídit posuv obrazu v horizontálním směru. Vstup zesilovače je jistěn proti přepětí a díky použití tranzistoru FET má celý zesilovač velký vstupní odpor.

Oba dva zesilovače splňují všechny požadavky na ně kladené: velké a lineární zesílení v širokém kmitočtovém pásmu, nezkrácený přenos signálu, velký odstup cizích napětí atd.

Vertikální zesilovač má šířku pásma 0 až 10 MHz (–3 dB). I vertikální zesilovač (obr. 56) má na vstupu tranzistor FET, což zabezpečuje velký vstupní odpor zesilovače a tím i malé zatížení vstupního děliče, který je kmitočtově kompenzován (není na obrázku). Tranzistor je chráněn spínacími křemíkovými diodami proti přepětí. Tranzistor pracuje v zapojení se společnou elektrodou S; další stupně zesilovače jsou navázány přes měnič impedance (T_{25}). Tranzistor T_{26} slouží k vyrovnávání klidových potenciálů stupňů s diferenciálními zesilovači. Dokonalé symetrie diferenciálního zesilovače s tran-

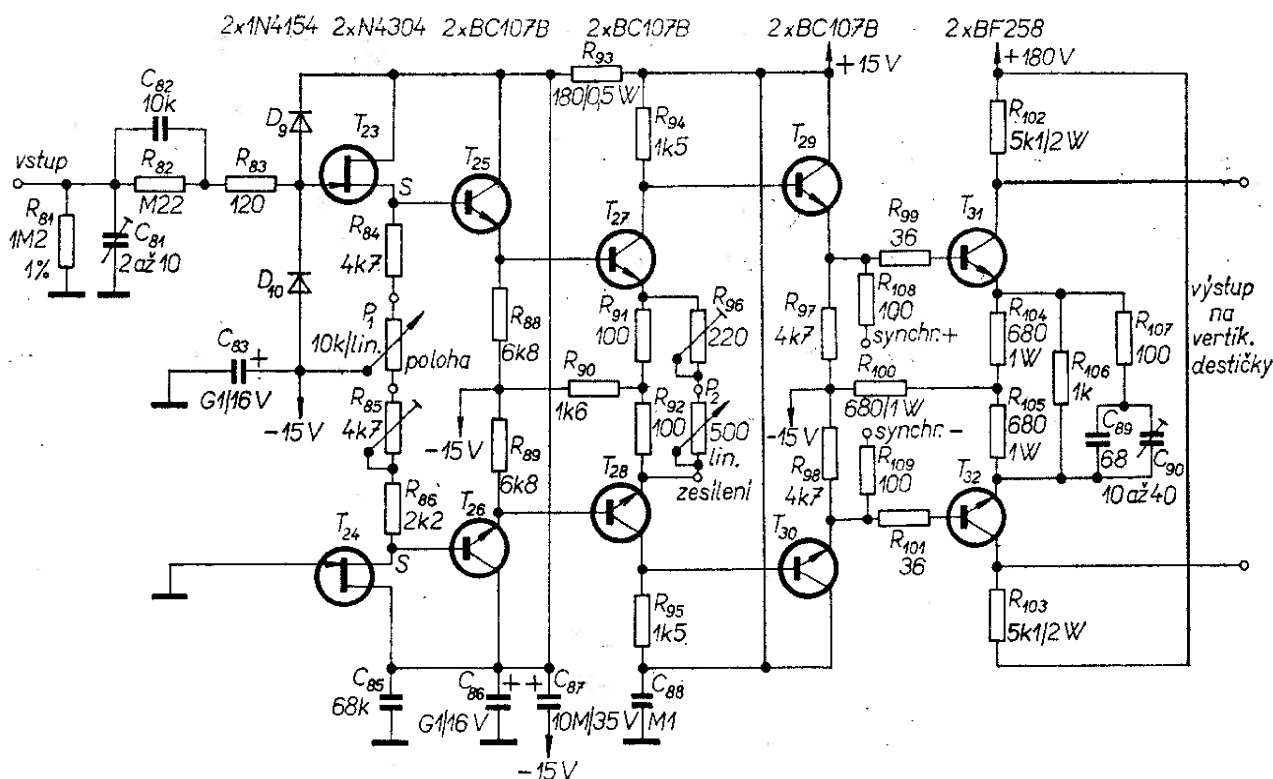
zistory T_{27} a T_{28} se dosáhlo společným emitorovým odporem. Proměnným odporem R_{96} ve zpětné vazbě s potenciometrem P_2 se nastavuje celkové zesílení vertikálního zesilovače.

Za diferenciálním zesilovačem je emitorový sledovač s tranzistory T_{29} a T_{30} , které upravují signál pro buzení koncového stupně.

Koncový stupeň je zapojen opět jako diferenciální zesilovač, kapacitní trimr C_{90} slouží ke kmitočtové kompenzaci. V kolektorových obvodech koncových tranzistorů T_{31} a T_{32} je k dispozici signál pro vychylovací destičky o stejné amplitudě, avšak v protifázi.

Popis celého osciloskopu je uveden v původním pramenu – vybral jsem z něho pouze jako ukázkou zapojení obou zesilovačů proto, že se mi líbil způsob zapojení a především v podstatě stejné řešení pro oba zesilovače, což umožňuje zjednodušit stavbu osciloskopu.

*Radio Elektronik Schau č. 6/1972
a č. 7/1972*

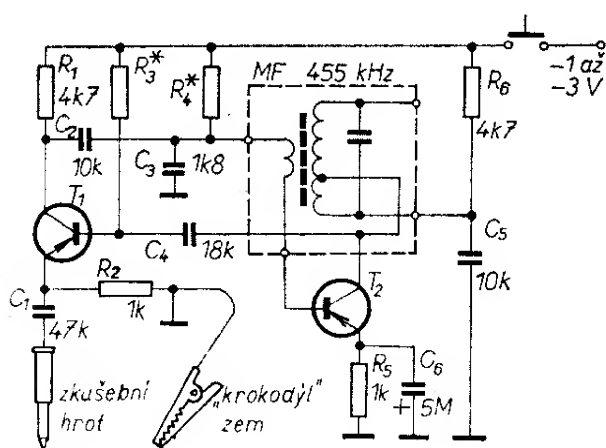


Obr. 56. Zapojení vertikálního zesilovače malého osciloskopu s velkou šířkou pásma – ROG 7 GLT firmy RIM elektronik

Jednoduchý zkoušeč nf, mf a vf obvodů

Patrně každý, kdo se zabývá elektronikou, nevyhne se někdy tomu, že musí spravit sobě nebo známým některý z výrobků spotřební elektroniky – rozhlasový přijímač, zesilovač, magnetofon atd. V takovém případě velmi ocení různé pomůcky, které usnadní a především zrychlí opravu. Lze předpokládat, že většina radiotechniků ať již z profese nebo ze záliby má k dispozici nějaký univerzální měřicí přístroj – jsou však závady, které lze rychle odhalit pouze signálním generátorem, sledovačem signálu nebo jinými podobnými jednoúčelovými přístroji.

Nejjednodušším přístrojem k různým opravám je přístroj, jehož schéma je na obr. 57. Přístroj obsahuje nf oscilátor (multivibrátor) a oscilátor signálu vf kmitočtů. Oba signály, nf i vf, jsou v přístroji smíseny – výstupní signál slouží ke kontrole mf obvodů. Tranzistory T_1 a T_2 v přístroji na obr. 57 slouží jako oscilátor signálu nf kmitočtu, kmitočet signálu je určen především kondenzátory C_2 a C_4 a odpory R_3 a R_4 . Pro vf kmitočty slouží jako oscilátor tranzistor T_2 ; T_1 slouží k impedančnímu přizpůsobení a je přes něj zavedena kladná zpětná vazba. Kondenzátory na horním vývodu sekundárního vinutí mf transformátoru a dolním vývodu primárního vinutí uzemňují příslušná vinutí pro vf signál.



Obr. 57. Jednoduchý generátor zkušebního signálu pro zkoušení nf, mf a vf obvodů. Napájení může být v rozsahu 1. až 3 V

Výstupní signál z oscilátoru se vede přes kondenzátor 20 nF na první tranzistor, který ho zesílí a přitom impedančně přizpůsobuje vstup sondy k výstupu signálu.

Protože oba tranzistory jsou zapojeny v cestě signálů (nf a vf), pracují i jako modulátor-směšovač. Proto má výstupní signál nejen kmitočet základních oscilátorů, ale i všechny jejich kombinační kmitočty i kmitočty kombinací jejich harmonických. Lze ho tedy použít ke zkoušení většiny radiotechnických obvodů do rozsahu krátkých vln v rozhlasových přijímačích.

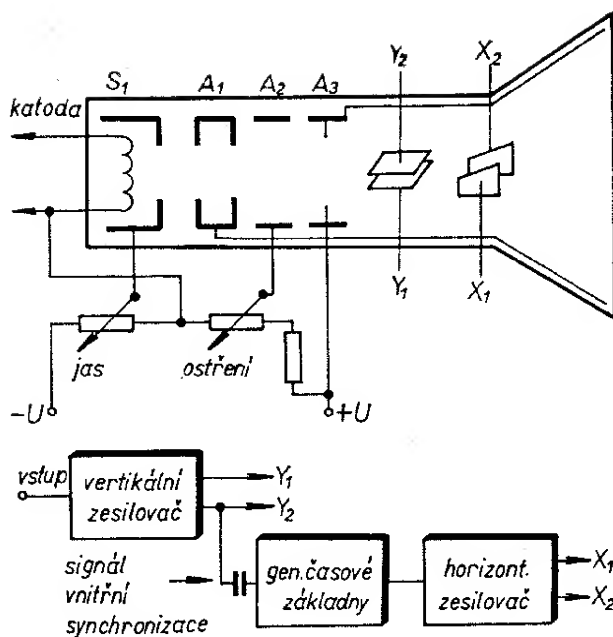
Tranzistory mohou být křemíkové i germaniové. Měly by mít zesilovací činitel nejméně 50 a zbytkový proud kolektor-emitor při napětí 3 V menší než 10 μ A. Lze pochopitelně použít tranzistory n-p-n i p-n-p, v prvním případě se musí obrátit polarita napájecího napětí a polarita elektrolytického kondenzátoru v emitoru druhého tranzistoru.

Použité kondenzátory vyhoví jakéhokoli typu – je však třeba připomenout, že je třeba, aby kondenzátor, oddělující sondu od emitoru prvního tranzistoru měl velké dovolené napětí, budeme-li přístroj používat ke zkoušení obvodů s elektronkami (alespoň 600 V).

Odpory, označené ve schématu hvězdičkou, určíme při uvádění přístroje do chodu; jejich odpor závisí na použitých tranzistorech. Místo R_4 je vhodné zařadit odporový trimr asi 470 k Ω (nebo raději trimr s menším odporem v sérii s pevným odporem asi 100 k Ω). Odpor R_3 určíme tak, že na jeho místo zapojíme také odporový trimr, uvedeme přístroj do chodu a snažíme se změnou polohy běžce trimru zachytit signál o kmitočtu 910 kHz; na rozhlasovém přijímači při této operaci je výhodné připojit k emitoru T_1 kousek drátu jako „anténu“, kdyby byl signál slabý. Po určení odporu R_3 znovu opravíme nastavení R_4 na nejsilnější výstupní signál.

Mf transformátor může být libovolný (s rezonančním kmitočtem 455 kHz) avšak musí mít odbočku na vinutí – vhodné jsou např. mf transformátory, k nimž se v přijímačích připojuje detekční obvod.

Mechanické uspořádání přístroje může být libovolné – vhodné je např. umístit



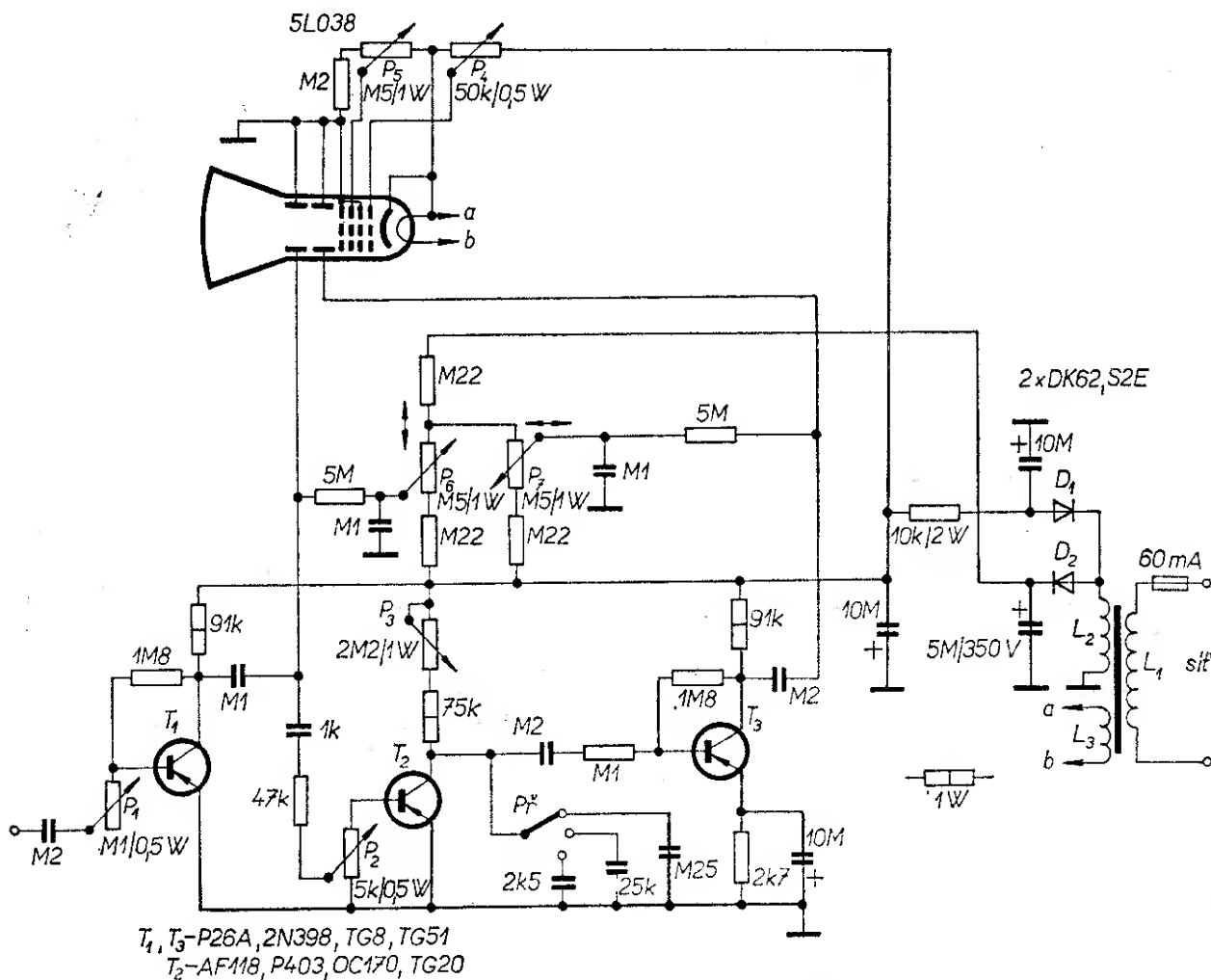
Obr. 58. Blokové schéma jednoduchého osciloskopu

přístroj do kulatého pouzdra starých, velkých mf transformátorů apod.

Radio Electronics, srpen 1972

Jednoduchý tranzistorový osciloskop

Běžné návody na stavbu osciloskopů jsou obvykle pro mírně pokročilé radioamatéry velmi složité. Aby však mohli i ti zájemci, které odstraší od stavby tohoto účelného přístroje jeho složitost, poznat zásady stavby a použití osciloskopu, uveřejnili v polském časopisu Radioamator návod na stavbu osciloskopu, který je velmi jednoduchý a který přitom dovo-luje seznámit konstruktéra jednak se zásadami stavby těchto přístrojů, a jednak vyzkoušet si v praxi, jakým užitečným přístrojem osciloskop (i ten nejjednodušší) je.



Obr. 59. Jednoduchý osciloskop s třemi tranzistory a s šířkou pásma 30 až 13 000 Hz

Na obr. 58 je blokové schéma přístroje. Popis činnosti jednotlivých obvodů se vymyká z rámce tohoto článku, je však jisté zřejmé i z obrázku. Ke konstrukci je v zásadě možné poznamenat však to, že běžný osciloskop vyžaduje poměrně velké napájecí napětí pro obvody obrazovky. Obrazovka použitá v popisovaném přístroji však vystačí pro citlivost vychylování 12 až 22 V/cm s napájecím napětím 250 až 300 V, které lze snadno získat z běžného síťového transformátoru.

Jako zesilovač vertikálního rozkladu pracuje tranzistor T_1 , jako generátor časové základny tranzistor T_2 a jako zesilovač horizontálního rozkladu tranzistor T_3 . Oba zesilovače jsou asymetrické. Regulace zesílení vstupního signálu je plynulá, zesilovač (vertikální) má zesílení asi 25, kmitočtový rozsah je 30 Hz až 13 kHz. ± 3 dB. Bude-li se blokovat emitorový odpor tranzistoru T_1 elektrolytickým kondenzátorem asi 5 až 10 μF , zvětší se zesílení zesilovače asi na 800 až 1 200, ovšem za cenu zmenšení vstupního odporu zesilovače.

Tranzistor časové základny pracuje jako relaxační oscilátor. Kmitočet časové základny lze (v rozsahu 30 Hz až 20 kHz) regulovat po skocích přepínačem P_1 a plynule potenciometrem P_3 . Generátor je synchronizován signálem z vertikálního zesilovače, který se přivádí přes kondenzátor 1 nF a reguluje potenciometrem P_2 .

Pilovité napětí se zesiluje horizontálním zesilovačem; výstupní signál má amplitudu 70 až 100 V a stačí k šíře obrazu v horizontálním směru asi 4 až 5,5 cm.

Jas a ostrost se regulují potenciometry P_4 a P_5 , obraz lze po stínítku posouvat potenciometry P_6 a P_7 . Směr posuvu pro každý potenciometr je zřejmý z obrázku.

Osciloskop se napájí z běžně uspořádaného zdroje. „Anodové“ napětí je -280 V a $+280$ V. Celkový odebíraný výkon z transformátoru je asi 8 W.

Jako T_1 a T_3 lze použít tranzistory P26A, P26V, 2N398, TG8, TG51; jako T_2 tranzistory AF118, P416A, P416V, P403, OC169, OC170, TG20, TG37 atd.

Radioamator i krótkofalowiec č. 4/1972

Měřič zkreslení

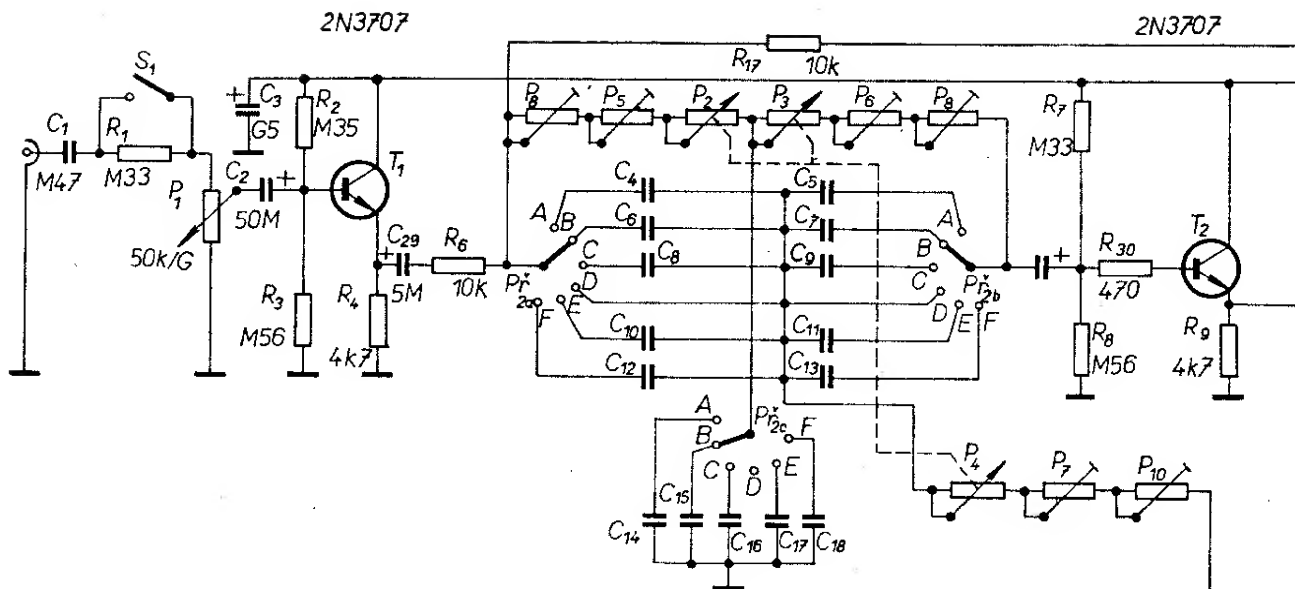
Měřič zkreslení bývá poměrně opomíjeným přístrojem v radioamatérské dílně, i když zřejmě neprávem. Obvykle se každý spoléhá na odhad zkreslení podle osciloskopu – v moderní obvodové technice je však zkreslení pozorovatelné na obrazovce osciloskopu příliš velké (obvykle 10 %).

Přístroj na obr. 60 dovoluje měřit zkreslení od 0,1 do 100 % v pěti rozsazích. K indikaci údaje zkreslení se používá měřidlo 100 mA. Princip měření je jednoduchý: na vstup přístroje se zavede měřený signál, jehož základní kmitočet se v přístroji potlačí. Signály ostatních kmitočtů (harmonických) se pak srovnávají se signálem základního kmitočtu před jeho potlačením, rozdíl se zesiluje a indikuje měřidlem. Přístroj je osazen celkem šesti tranzistory a dvěma diodami a napájí se ze zdroje 12 V, odběr proudu je asi 6 mA. Skládá se ze tří základních obvodů: vstupního obvodu, obvodu k potlačení signálu o základním kmitočtu a obvodu k měření signálu harmonických kmitočtů. Tranzistor T_1 je zapojen jako emitorový sledovač. Popisovaný přístroj má vstupní jmenovitou citlivost 600 mV, signály do 6 V lze měřit při rozpojeném spínači S_1 ; je-li spínač sepnut, lze měřit signály až 250 V.

Obvod s tranzistorem T_1 má vstupní impedanci 100 k Ω .

Přístroj tohoto typu pracuje správně pouze tehdy, je-li signál o základním kmitočtu potlačen nejméně o 70 dB, přičemž signál druhé harmonické by měl být již mimo oblast potlačení. Potlačení 70 dB odpovídá zmenšení základního signálu asi na 0,032 % původní velikosti signálu na vstupu přístroje. K potlačení základního signálu se používá článek T, jehož prvky lze přepínat tak, aby byly tlumeny signály kmitočtů podle tabulky.

Poloha P_7	Potlačený kmitočet	Kapacity kondenzátorů
A	20 až 80 Hz	$C_4 = C_5 = 0,15 \mu\text{F}$, $C_{14} = 0,3 \mu\text{F}$
B	80 až 320 Hz	$C_6 = C_7 = 40 \text{ nF}$, $C_{15} = 80 \text{ nF}$
C	320 až 1 280 Hz	$C_8 = C_9 = 10 \text{ nF}$, $C_{16} = 20 \text{ nF}$



Obr. 60. Schéma zapojení měřiče zkreslení s rozsahem 0,1 až 100 %
(P_2 a P_3 mají 50 k Ω , P_4 25 k Ω , P_5 vpravo má být P_6 , neoznačený kondenzátor je C_{11} , 1 μ F)

D	filtr odpojen	
E	1 250 až 5 000 Hz	$C_{10} = C_{11} = 2,5$ nF, $C_{17} = 5$ nF
F	5 až 20 kHz	$C_{12} = C_{13} = 620$ pF, $C_{18} = 1,25$ nF

Filtrem se částečně potlačí i druhá harmonická (asi o méně než 10 %), což však i tak umožňuje získat přesné výsledky měření – potlačení má na výsledky měření zanedbatelný vliv.

Poloha přepínače P_2 označená D slouží ke kalibraci zkreslení 100 % (signál základního kmitočtu jako referenční úroveň).

Uvnitř každého kmitočtového rozsahu lze článek T doladit přesně na kmitočet základního signálu potenciometry P_2 , P_3 a P_4 , které jsou na společném hřídeli. Potenciometry P_5 až P_{10} slouží jednak k vyrovnaní tolerancí kapacit kondenzátorů článku T a jednak k vyrovnaní průběhů odporových drah potenciometrů na společném hřídeli. Potenciometry P_5 a P_6 mají odpor 10 k Ω , P_7 5 k Ω , P_8 a P_9 500 Ω a konečně P_{10} 250 Ω . Tyto pomocné potenciometry lze ze zapojení vypustit, chceme-li měřit pouze zkreslení větší než 1 %.

Tranzistory T_2 a T_4 jsou zapojeny jako emitorové sledovače s velkou vstupní a malou výstupní impedancí. Tranzistor T_3 pracuje jako zesilovač se zesílením asi 30. Tranzistory T_5 a T_6 , měřidlo a jejich obvody pracují vlastně jako citlivý střídavý milivoltmetr, jehož rozsahy se volí pře-

pínačem P_1 . Protože je však přístroj určen k měření zkreslení, je měřidlo oceňováno přímo v %, neboť napětí harmonických kmitočtů je přímoúměrné zkreslení. V horní poloze přepínače P_1 lze měřit zkreslení 0,1 % na plnou výchylku ručky měřidla, v další poloze 0,3 %, v dalších polohách pak postupně 1 %, 3 %, 10 % a v poslední poloze 100 %.

Potenciometrem 20 Ω v emitoru T_5 se nastavuje při kalibraci plná výchylka ručky měřidla (zkreslení 100 %).

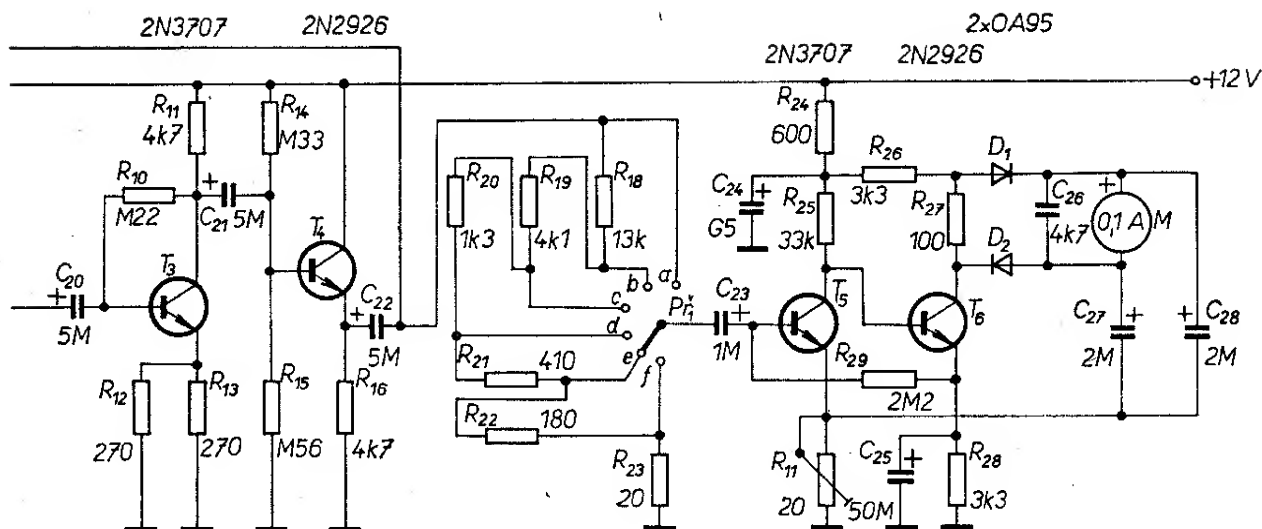
Wireless World, červenec 1969

Přímoukazující měřič kmitočtu

Přímoukazující měřič kmitočtu je velmi vhodným doplňkem domácí dílny. Lze jím např. měřit kmitočet časové základny osciloskopu, kmitočet oscilátoru v magnetofonech, skutečný kmitočet signálního generátoru atd. Měřič by měl být co nejpresnější, měl by měřit kmitočet signálu nejrůznějších průběhů a měl by mít citlivost alespoň 50 mV (pro sinusový signál) i na krajních kmitočtech měřicího rozsahu.

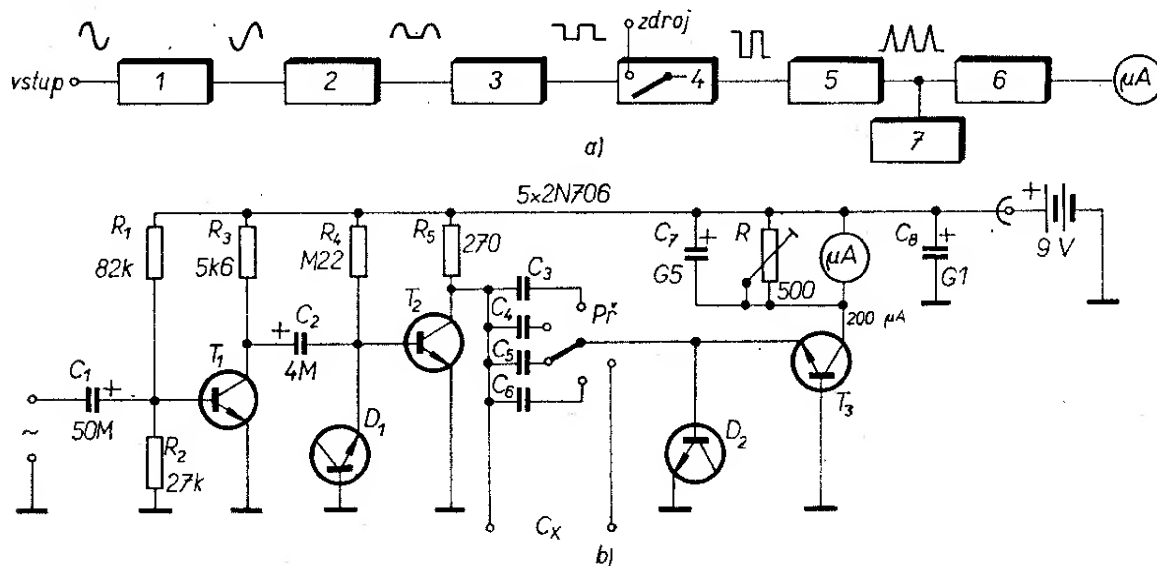
Přístroj, jehož blokové schéma je na obr. 61a, vyhovuje dobře těmto požadavkům. Schéma zapojení je na obr. 61b.

Na vstupu měřiče je jednotranzistorový předzesilovač, v němž se používá křemíkový tranzistor n-p-n v zapojení se společným emitorem. Střída měřeného



signálu se určuje diodou D_1 , lépe řečeno tranzistorem, zapojeným jako dioda. Přechod báze-emitor tohoto tranzistoru je zapojen paralelně k přechodu emitor-báze tranzistoru T_2 , proto jsou tranzistorem T_2 zesilovány pouze impulsy kladné polarity, záporné jsou svedeny diodou báze-emitor k zemi. Protože následující obvody měřiče jsou schopny zpracovávat pouze signál pravoúhlého průběhu, pracuje T_2 i jako tvarovač impulsů. Obvod pracuje v podstatě jako přebuzený zesilovač – impulsy na kolektoru T_2 mají vždy od určitého vstupního napětí stejnou úroveň, ať je vstupní signál libovolně velký.

Tranzistor T_2 pracuje současně jako spínač v rytmu, závislém na kmitočtu vstupního signálu. Jeho báze má velmi malé předpětí (dané odporem R_4), takže do vodivého stavu ho uvede každý impuls, přicházející ze vstupních obvodů. Je-li tranzistor v nevodivém stavu, teče odporem R_5 velmi malý proud; tak malým proudem se nemohou nabít kondenzátory C_3 až C_6 až na napětí zdroje, což je v tomto zapojení podmínkou měření kmitočtu. Je-li tranzistor otevřen, nabíjí se kondenzátor, zvolený přepínačem $PŘ.$ Vybíjecí cestou pro kondenzátory je dioda D_2 (přechod emitor-báze tranzistoru) a

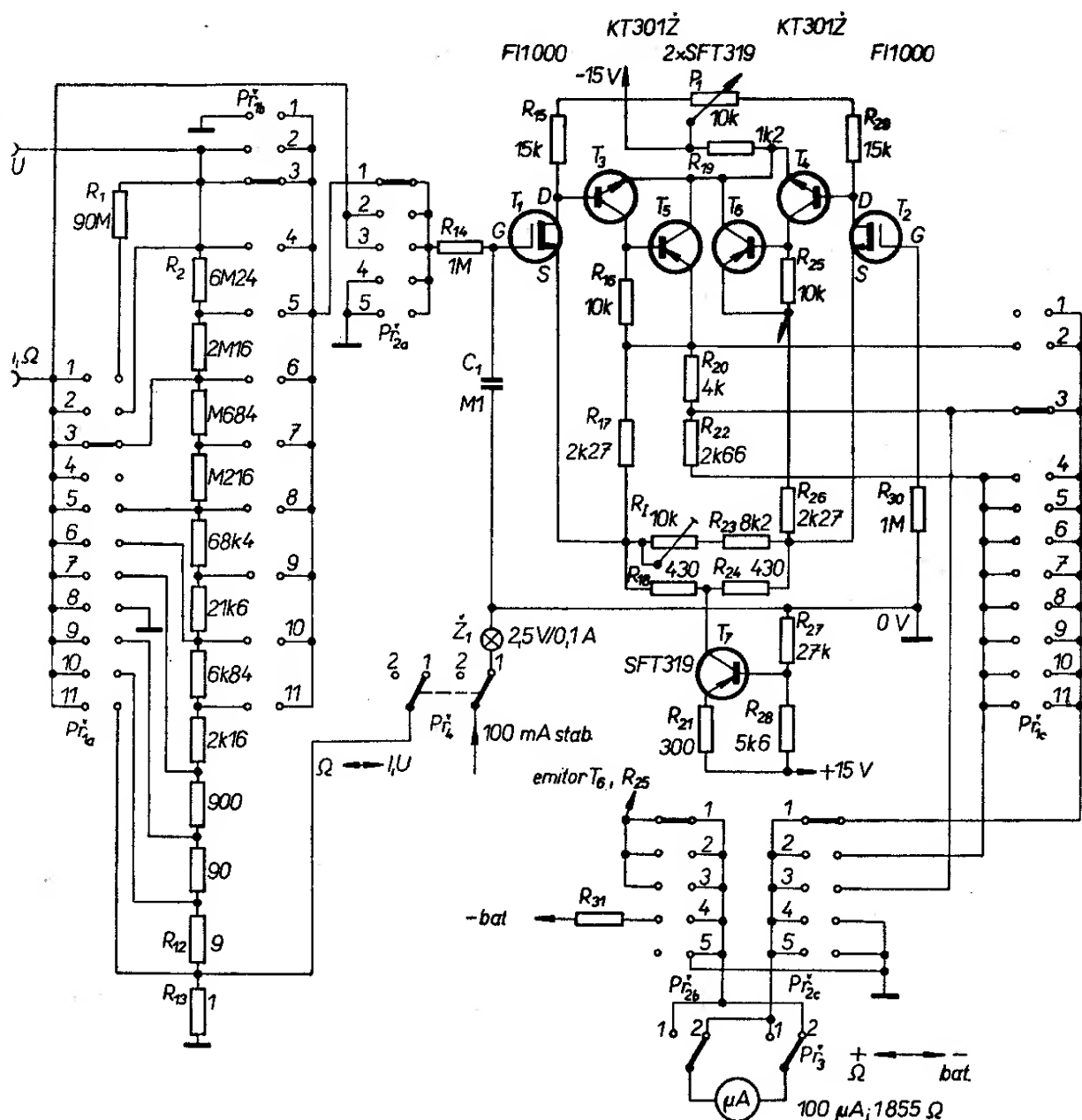


Obr. 61. Blokové schéma (a) a schéma zapojení přímoukazujícího měřiče kmitočtu (b). 1 – předzesilovač, 2 – určení střídy, 3 – spínač pracující v závislosti na vstupním kmitočtu, 4 – nabíjení kondenzátoru, 6 – jednotkový zesilovač, 7 – vybíjecí obvod. Měřicí rozsahy: $C_3 = 1 \mu F$, 0 až 200 Hz, $C_4 = 0,1 \mu F$, 0 až 2 kHz, $C_5 = 10 \text{ nF}$, 0 až 20 kHz, $C_6 = 1 \text{ nF}$, 0 až 200 kHz

tranzistor T_3 . Nabíjení a vybíjení kondenzátoru závisí na kmitočtu signálu na vstupu. Napětí na kondenzátorech se tedy mění od kladných velikostí do nuly a opět do kladných velikostí atd. Těmito kladnými impulsy se otevírá tranzistor T_3 – na jejich četnosti za určitou časovou jednotku závisí proto i kolektorový proud tranzistoru a tím i údaj mikroampérmetru (obr. 61b). Tranzistor T_3 pracuje tedy jako zesilovač se společnou bází a jednotkovým proudovým zesílením. Jeho výkonové zesílení je však značné. Proto lze k indikaci kmitočtu výstupního signálu

použít buď mikroampérmetr jako na obr. 61b, nebo elektronkový voltmetr, jímž lze měřit spád napětí na proměnném odporu $500\ \Omega$ (paralelně ke kondenzátoru C_7). Proud měřidlem nebo napětí na proměnném odporu je lineárně závislé na počtu impulsů na emitoru T_3 , stupnice pro měření kmitočtu je proto lineární jak při měření proudu kolektoru T_3 , tak při měření úbytku napětí na proměnném odporu.

Přesnost měření kmitočtu měřičem závisí na cejchování a na přesnosti kapacit kondenzátorů C_3 až C_6 . Podle zvolené



Obr. 62. Zapojení univerzálního voltohmampérmetru s tranzistory MOSFET

horní hranice měření kmitočtu musí být zvoleny i použité tranzistory – jejich mezní kmitočet f_T pro rozsahy měření podle obr. 61b by měl být asi 200 MHz. Nezáleží příliš na jejich zesilovacím činiteli, lze tedy použít většinu epitaxně planárních tranzistorů (jako např. KC508, ale i KF508 atd.).

Správná činnost přístroje je závislá i na stejných charakteristikách přechodů báze-emitor tranzistorů, zapojených jako diody a tranzistorů T_2 a T_3 – je proto výhodné použít jako D_1 a T_2 , popř. D_2 a T_3 stejné typy tranzistorů.

Přístroj má i jednu variantu použití – lze s ním ve spojení se signálním generátorem měřit kapacity. Měřený kondenzátor se připojuje do svorek C_x . Postup měření je zřejmý z praktického případu: na zdířky C_x byl připojen kondenzátor neznámé kapacity. Při připojení signálního generátoru a při přepínači $Př$ v poloze 20 kHz byla výchylka ručky 100 dílků na stupnici (tj. uprostřed stupnice měřidla 200 μA). Kapacita kondenzátoru byla tedy 100/2 % z 10 nF, tj. 5 nF. Před měřením je nutné zvolit (není-li signální generátor přesně ocejchován) jeden z měřicích rozsahů a kmitočet generátoru upravit tak, aby výchylka ručky byla 200 dílků. Pak je měření kapacity nejpřesnější.

Practical Wireless, květen 1970

Voltohmmetr s tranzistorem MOSFET

Zapojení voltmetru s tranzistorem FET a MOSFET bylo již mnohokrát popsáno i v tomto časopisu. Na obr. 62 je zapojení, které je neobvyklé především všestrannou použitelností. Slouží k měření napětí, proudu a odporu v mnoha měřicích rozsazích a má vlastnosti velmi dobrého elektronického voltmetru.

Přehled měřicích rozsahů v závislosti na nastavení přepínačů je v tab. 1.

Použité tranzistory MOSFET jsou experimentální typy bulharské výroby, tranzistory KT301Ž jsou křemíkové sovětské tranzistory, SFT319 bulharské tranzistory. Jako náhrada vyhoví pravděpodobně bez větších změn v zapojení naše typy KF520, KC509 a KF517. Místo KF517 je možné použít i germaniové typy s velkým proudovým zesilovacím činitelem.

Potenciometrem P_1 se nastavuje nula měřidla, proměnný odpor R_1 slouží ke kalibraci. Na obr. 62 je zapojení přepínačů kresleno v poloze pro měření kladných stejnosměrných napětí pro plnou výchylku 100 mV.

Radio, Fernsehen, Elektronik č. 20/1971

Tab. 1. Rozsahy měření měřiče podle obr. 67

$Př_1$ v poloze	Plná výchylka ručky při měření napětí [V] $Př_2$ v poloze 1 $Př_3$ v poloze 1	Plná výchylka při měření proudu [A] $Př_2$ v poloze 1 $Př_3$ v poloze 3 2	Násobič při měření odporů $Př_2$ v poloze 3 $Př_3$ v poloze 1 $Př_4$ v poloze 2
1	—	10^{-9} $3 \cdot 10^{-9}$	100 M Ω
2	0,03	10^{-8} $3 \cdot 10^{-8}$	10 M Ω
3	0,1	10^{-7} $3 \cdot 10^{-7}$	1 M Ω
4	0,3	— —	—
5	1	10^{-6} $3 \cdot 10^{-6}$	100 k Ω
6	3	10^{-5} $3 \cdot 10^{-5}$	10 k Ω
7	10	10^{-4} $3 \cdot 10^{-4}$	1 k Ω
8	30	— —	—
9	100	10^{-3} $3 \cdot 10^{-3}$	100 Ω
10	300	10^{-2} $3 \cdot 10^{-2}$	10 Ω
11	1 000	10^{-1} $3 \cdot 10^{-1}$	1 Ω

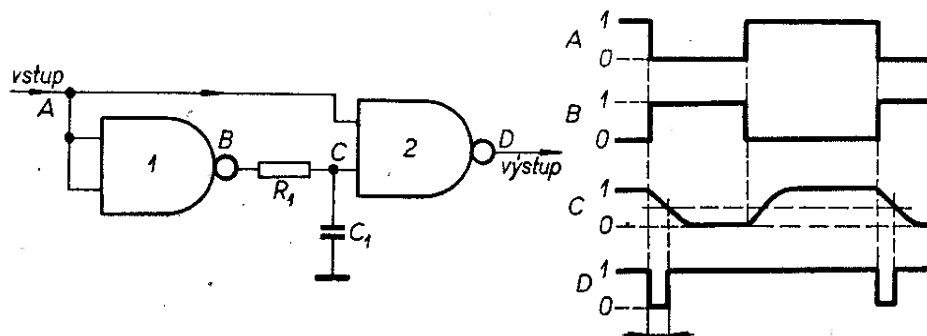
Měřicí rozsahy jsou tedy: 30 mV až 1 000 V, 10^{-9} až 0,3 A a 0,1 Ω až 1 G Ω .

Zapojení s integrovanými obvody

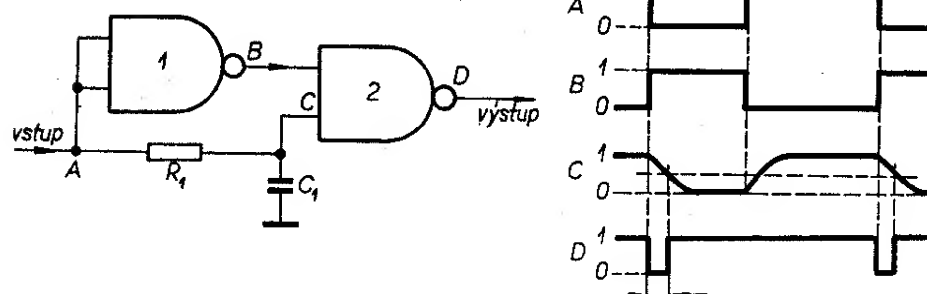
Monostabilní klopný obvod spouštěný náběžnou hranou

K tvarování impulsů a k vytváření impulsů s přesně definovanou délkou se často používají monostabilní klopné obvody. Dostupnost číslicových obvodů s vazbou TTL dovoluje navrhovat jednoduché mo-

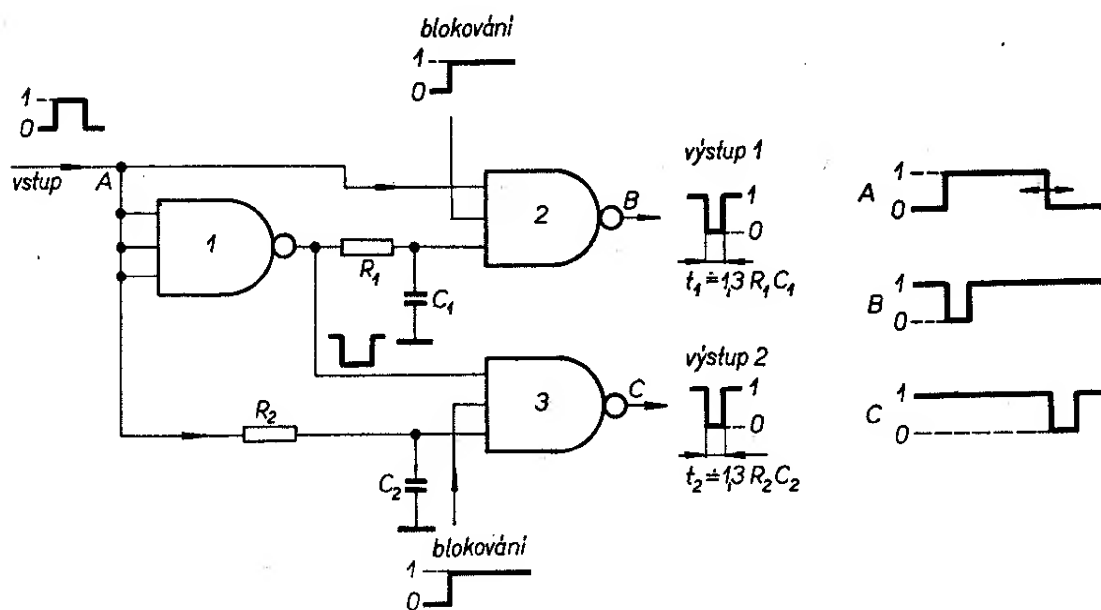
nostabilní obvody se strmými náběžnými a doběžnými hranami. Výstupní impulsy z monostabilního klopného obvodu lze odvozovat od náběžné nebo doběžné hrany budicího impulsu. S dvojicí hradel NAND (polovina obvodu MH7400) lze postavit monostabilní klopný obvod spouštěný náběžnou hranou podle zapojení na obr. 63, nebo monostabilní klopný obvod spouštěný doběžnou hranou podle obr. 64. V obrázcích jsou i průběhy napětí v různých bodech zapojení.



Obr. 63. Zapojení monostabilního klopného obvodu spouštěného náběžnou hranou impulsu



Obr. 64. Zapojení monostabilního klopného obvodu spouštěného doběžnou hranou impulsu



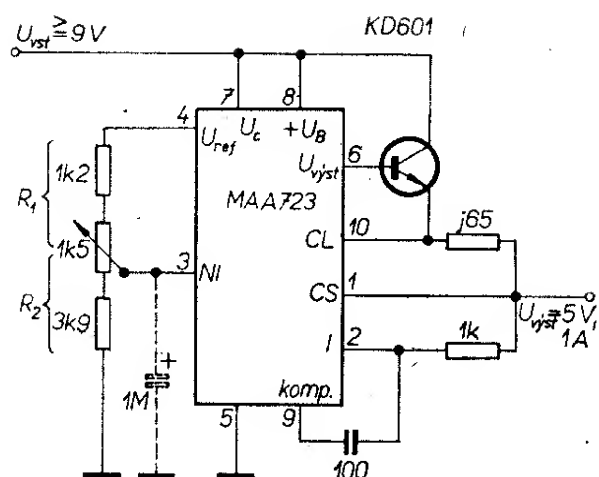
Obr. 65. Zapojení monostabilního klopného obvodu spouštěného náběžnou i doběžnou hranou impulsu

V každém z obvodů se vytváří zpoždění integračním členem R_1C_1 . V obou případech začíná nulový výstupní impuls v okamžiku, kdy jsou na obou vstupech hradla 2 napětí úrovně logické jedničky. Protože hradlo 1 invertuje, je tento okamžik u prvního zapojení v době týlu spouštěcího impulsu a u druhého zapojení v době doběhu spouštěcího impulsu. Kondenzátor u jednoho ze vstupů druhého hradla je na napěťové úrovni logické jedničky a počínaje tímto okamžikem se začne vybíjet přes odpor R_1 na napěťovou úroveň logické nuly. Po dobu vybíjení se na výstupu druhého hradla udrží výstupní impuls o úrovni logické nuly. Délka výstupního impulsu je dána přibližně vztahem $1,3R_1C_1$.

Obě zapojení je možno sloučit a vytvořit monostabilní klopný obvod, na jehož výstupech budou impulsy odvozené jak od náběžné tak od doběžné hrany. Zapojení obvodu je na obr. 65, využívá tři trojvstupových hradel NAND (obvod MH7410). Zbývající třetí vstup u hradel 2 a 3 se využívá k zablokování funkce monostabilního obvodu. Pokud by toto opatření nebylo nutné, lze k realizaci zapojení použít tři dvojevstupová hradla NAND.

Stabilizátor napětí +5 V s omezením výstupního proudu na 1 A

V Radiovém konstruktéru č. 6/1970 bylo publikováno zapojení, orientace vývodů z pouzdra a některé parametry monolitického stabilizátoru $\mu A723$ fy Fairchild. Obdobný monolitický obvod byl vyvinut i n. p. TESLA Rožnov – obvod se má v dohledné době běžně vyrábět pod označením MAA723. Protože několik zapojení, která uvedu v dalším textu, využívá obvodu MAA723, uvedu pro úplnost i některé z jeho parametrů. Maximální napájecí napětí obvodu U_B a maximální vstupní napětí U_C jsou 40 V, spodní mez obou napětí je 9,5 V. Pracovní podmínky obvodu lze upravit tak, že můžeme odebrat výstupní napětí v rozmezí 2 až 37 V. Z uvedených údajů vyplývá, že napěťový rozdíl na integrovaném sériovém tranzistoru může být minimálně 3 a maximálně 38 V. Proudová spotřeba vlastního integrovaného obvodu je max. 3,5 mA při napájení napětím 30 V. Součástí ob-

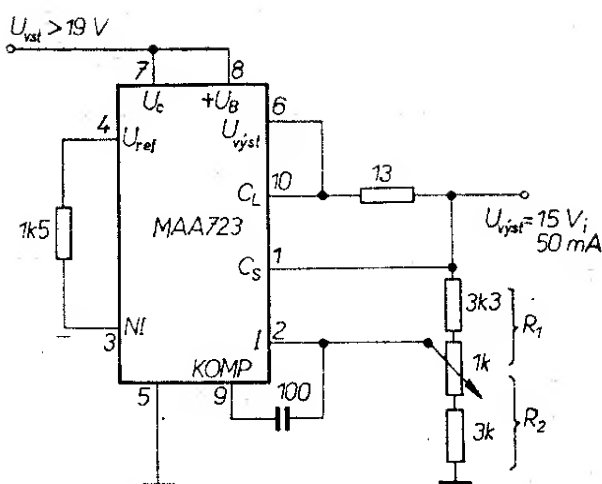


Obr. 66. Zapojení stabilizátoru napětí 5 V/1 A s integrovaným stabilizátorem typu MAA723

(CL – proudové omezení, CS – proudové snímání, I – invertující a NI neinvertující vstup)

vodu je zdroj referenčního napětí, u něhož se připouští tolerance od 6,95 V do 7,35 V. Zdroj referenčního napětí lze zatížit odběrem proudu max. 15 mA. Teplotní součinitel výstupního napětí je lepší než 0,015 %/°C. Stabilita výstupního napětí je lepší než 0,2 % U_{vyst} při změnách vstupního napětí od 12 do 40 V; při změně proudu do zátěže z 1 mA na 50 mA je v celém rozsahu výstupního napětí lepší než 0,15 % U_{vyst} . Stabilizátor je vybaven i vestavěným obvodem proudového omezení, který „nasadí“ tehdy, je-li mezi vývody integrovaného obvodu, které jsou připojeny ke vzorkovacímu (snímacímu) odporu, napětí větší nebo rovné 0,65 V.

Na obr. 66 je příklad zapojení monolitického stabilizátoru MAA723 ve zdroji s výstupním napětím 5 V a s výstupním proudem omezeným na 1 A. Stabilizátor lze použít např. k napájení zařízení s číslicovými integrovanými obvody s vazbou TTL. Protože integrovaný obvod může dodávat do zátěže proud maximálně 150 mA a výkonová ztráta při teplotě 40 °C nesmí být větší než 800 mW, je do zapojení přidán tranzistor typu KD601. K vyloučení tolerance referenčního napětí a tolerance odporů je neinvertující vstup zesilovače chybového napětí připojen na běžec potenciometru. Odporů děliče v obvodu referenčního napětí lze určit ze vztahu pro výstupní napětí



Obr. 68. Zapojení stabilizátoru napětí 15 V/50 mA

porovým děličem takovou část, která se rovná referenčnímu napětí. Tato část výstupního napětí se přivádí na invertující vstup diferenciálního zesilovače. Omezovací odpor 13 Ω je navržen tak, aby byl omezen proud do zátěže větší než 50 mA. Kdyby měl stabilizátor dodávat do zátěže větší proud, který by znamenal překročení dovolené výkonové ztráty integrovaného obvodu, je třeba připojit k obvodu výkonový tranzistor n-p-n podle obr. 66. K návrhu odporů děliče lze využít vztahu k určení výstupního napětí

$$U_{vyst} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{ref} \quad [V; \Omega, V].$$

Stabilizátor napětí 100 V s omezením výstupního proudu nad 100 mA

Pro větší výstupní napětí než 38 V lze s integrovaným stabilizátorem konstruovat stabilizátor napětí s tzv. plovoucí zemí integrovaného stabilizátoru. Příklad zapojení pro výstupní napětí 100 V a výstupní proud max. 100 mA je na obr. 69.

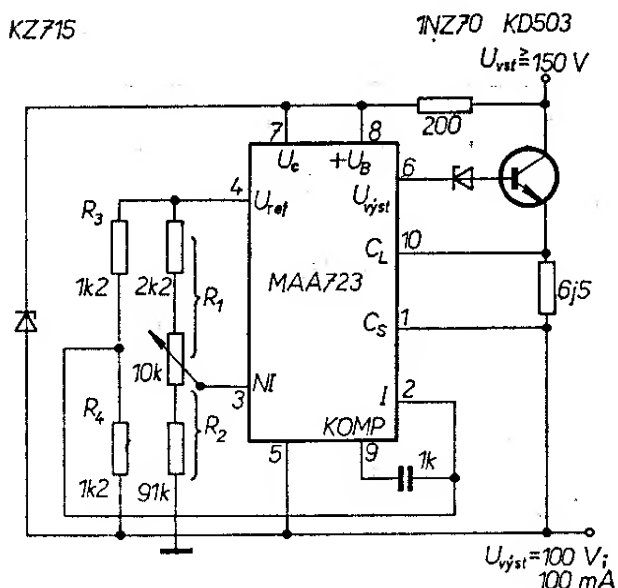
Jak vyplývá ze zapojení, je pracovní bod integrovaného obvodu určen napětím Zenerovy diody. Dioda chrání integrovaný obvod před nepřipustně velkým napětím mezi vývody 8, 7 a 5 (max. 40 V). Vývod 5 integrovaného stabilizátoru „pluje na výstupním napětí“. Pro odvození vztahu k výpočtu odporů v děličích, připojených na vstupy diferenciálního zesilovače chy-

bového napětí, lze jako vztažný potenciál uvažovat buď výstupní napětí nebo potenciál „hlavní“ země. K zjednodušení výpočtu je vhodné volit $R_3 = R_4$. Na vývodech těchto odporů (připojených mezi vývody 4 a 5) je referenční napětí, což znamená, že na invertujícím vstupu je napětí $1/2 U_{ref} + U_{vyst}$ (proti zemi). Pro ustálený stav musí být mezi diferenciálními vstupy nulový rozdíl napětí. Proto napětí na neinvertujícím vstupu

proti zemi, tj. $(U_{ref} + U_{vyst}) \frac{R_2}{R_1 + R_2}$, musí být stejné, jako již výše určené napětí na invertujícím vstupu. Z této úvahy lze určit vztah pro výstupní napětí

$$U_{vyst} = \frac{U_{ref}}{2} \frac{R_2 - R_1}{R_1} [V; V, \Omega].$$

Volíme-li proto např. odpor R_1 , lze z uvedeného vztahu snadno vypočítat i odpor R_2 pro zvolené výstupní napětí. Potenciometrem lze kompenzovat toleranci odporů a referenčního napětí. Dioda 1N70 se Zenerovým napětím 5 až 6 V pomáhá zmenšit výkonovou ztrátu sériového regulačního tranzistoru. Výstupní proud stabilizátoru je omezen na 100 mA úbytkem napětí 0,65 V při proudu 100 mA na odporu 6,5 Ω se otevře vestavěný tranzistor, který omezí buzení sériového tranzistoru. Při omezení výstupního proudu je



Obr. 69. Zapojení stabilizátoru napětí 100 V/100 mA

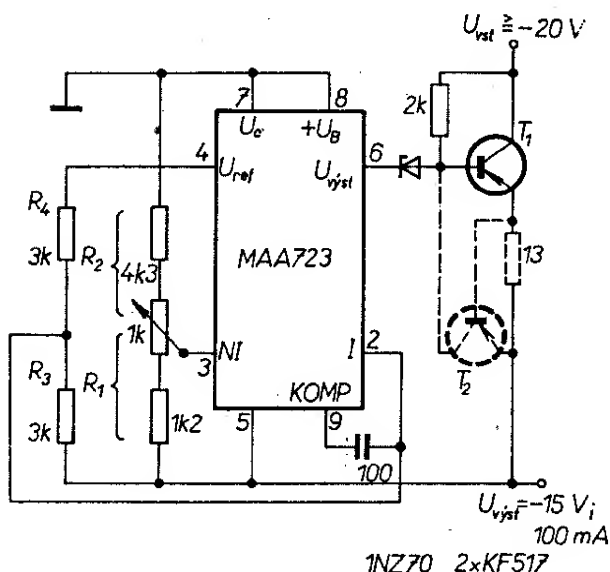
na výkonovém tranzistoru KD503 plně vstupní napětí 150 V, proto musí být tento tranzistor vybrán tak, aby jeho závěrné napětí U_{CE0} bylo větší než 150 V. V běžném provozu je na tranzistoru pouze rozdíl napětí mezi vstupním a výstupním napětím.

Stabilizátor napětí —15 V s omezením výstupního proudu nad 50 mA

I větev se záporným napájecím napětím (k napájení operačních zesilovačů) lze vytvořit popsáním integrovaným stabilizátorem MAA723. Zapojení stabilizátoru napětí —15 V je na obr. 70. Za srovnávací napětí je výhodné volit potenciál výstupu; dělič, připojený k referenčnímu napětí lze pak navrhnout se stejnými odpory. Opět můžeme předpokládat, že děliče nejsou zatěžovány vstupními odpory diferenciálních vstupů zesilovače chybového napětí

Napětí na neinvertujícím vstupu je $U_{výst} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ a napětí na invertujícím vstupu $-1/2 U_{ref}$. Z nutné rovnosti obou vztahů můžeme vyjádřit výstupní napětí vztahem

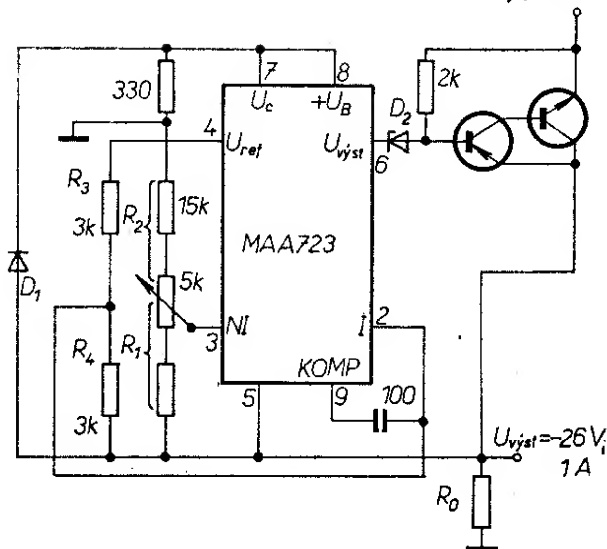
$$U_{výst} = -\frac{1}{2} U_{ref} \frac{R_1 + R_2}{R_1}.$$



Obr. 70. Zapojení stabilizátoru napětí
—15 V/50 mA

KZ725

1N270 KF517 KD602
 $-U_{výst} > -(U_{výst} + U_{D1})$



Obr. 71. Zapojení stabilizátoru napětí
—26 V

(D_1 je Zenerova dioda)

U tohoto zapojení nelze omezit výstupní proud přímo – zařadí-li se však do série s emitorem regulačního tranzistoru snímací odpor 13 Ω , pak při výstupním proudu 50 mA bude na tomto odporu úbytek napětí 0,65 V. Tento úbytek napětí stačí k otevření vnějšího tranzistoru T_2 a tím k přivření tranzistoru T_1 .

Stabilizátor napětí —26 V

Pro výstupní napětí —26 V by v zásadě bylo možné použít zapojení na obr. 70. Dodával-li by však transformátor měkčí napájecí napětí, mohlo by při menších zatěžovacích proudech vstupní napětí překročit —40 V, čímž by byl ohrožen integrovaný obvod (maximální dovolené napětí je právě 40 V). Proto bylo vyvinuto zapojení podle obr. 71, které lze použít k získání výstupního napětí většího nebo menšího než —38 V. Zenerovou diodou D_1 je zajištěno, že napětí mezi vývody 7, 8 a 5 integrovaného obvodu nebude větší než 40 V.

K získání většího výstupního proudu je použit výkonový tranzistor typu KD602, jako druhý tranzistor lze použít např. KF517. Výstupní proud lze omezit podobně jako u zapojení na obr. 70.

Integrovaný obvod pracuje opět s tzv. plovoucí zemí; plovoucí zem je na úrovni

výstupního napětí. Pro správný pracovní režim je třeba zajistit minimální proudové zatěžování integrovaného obvodu, např. max. proudem 10 mA (přes odpor R_0).

K určení výstupního napětí lze použít vztah

$$U_{\text{výst}} = - \frac{U_{\text{ref}}}{2} \frac{R_1 + R_2}{R_1} \text{ při } R_3 = R_4.$$

Odpory, uvedené ve schématu, platí pro výstupní napětí – 26 V.

Stereofonní dekodér pro VKV

V různých časopisech byla již popsána řada aplikací operačních zesilovačů MAA501 až 504. Jako další příklad užitečné a cenově dostupné aplikace je návrh stereofonního dekodéru s operačním zesilovačem MAA501. Zapojení stereofonního dekodéru je na obr. 72.

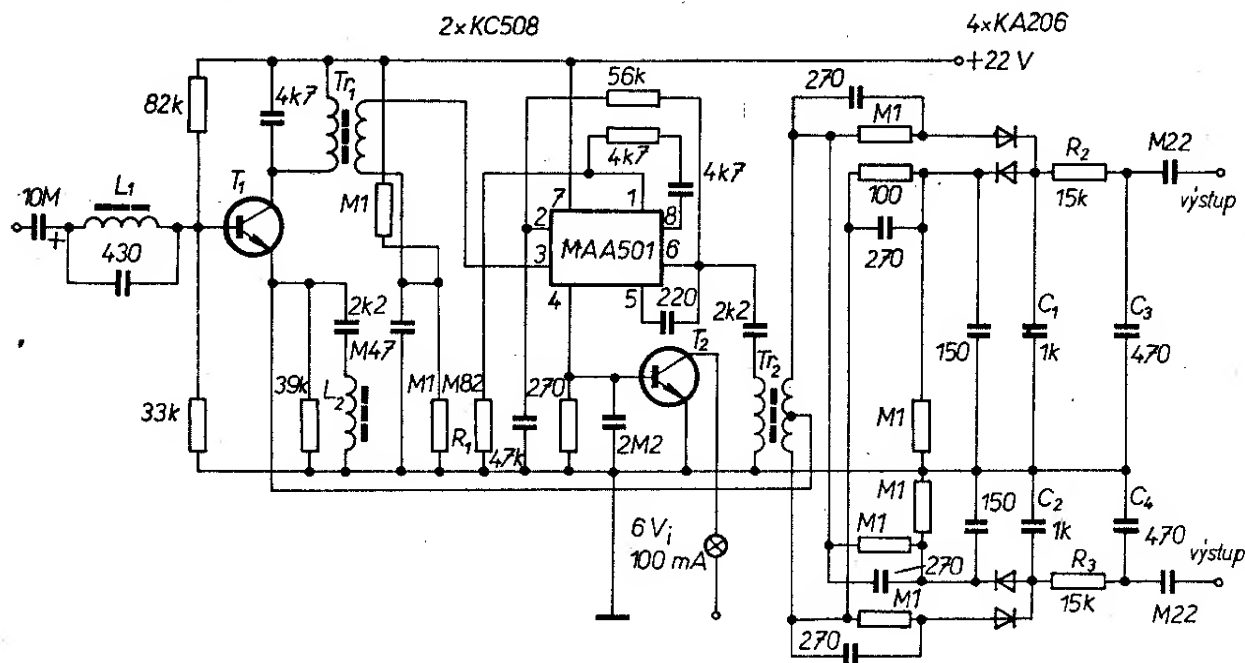
Zapojení lze rozložit do tří základních částí: zesilovač pilotního signálu o kmitočtu 19 kHz, zdvojovač kmitočtu se zesilovačem a diodový multiplex.

Tranzistor T_1 pracuje jako selektivní zesilovač na kmitočtu 19 kHz a jako emitorový sledovač. Velké selektivity a potlačení signálů o jiných kmitočtech než 19 kHz se dosáhlo použitím transformátoru Tr_1 a cívkou L_1 v paralelním rezo-

nančním obvodu. Výstup z emitoru tranzistoru T_1 má malou impedanci – z něho se vede signál na odbočku transformátoru Tr_2 .

Signálem 19 kHz ze sekundárního vinutí transformátoru Tr_1 je buzení operační zesilovač typu MAA501 ($\mu A709$ apod.). Operační zesilovač tento signál zesílí a upraví ke zdvojení na 38 kHz. Signál se upravuje změnou pracovního režimu druhého stupně operačního zesilovače vložením odporu R_1 mezi vývod 1 a zem. Takto se signál o kmitočtu 19 kHz jednostranně omezí a přivádí na primární vinutí transformátoru Tr_2 , jenž je laděn na 38 kHz. Přivede-li se současně na střed sekundárního vinutí transformátoru Tr_2 složený stereofonní signál, vznikne, jako výsledek amplitudově modulovaný signál. Diody k dekódování jsou navázány na sekundární vinutí Tr_2 s obvodem RC s časovou konstantou 27 μs . Kondenzátory C_1 a C_2 filtrují zbytky signálu 38 kHz. Výsledné nf signály levého i pravého kanálu pak procházejí odpory a kondenzátory, které slouží jako deefáze (R_2, R_3, C_3, C_4).

Vlivem velmi dobrého omezení signálu na operačním zesilovači nevzniká při změnách úrovně vstupního signálu pozorovatelný fázový posuv. K fázovému posuvu nedojde ani při změnách napájecího na-



Obr. 72. Zapojení stereofonního dekodéru pro VKV

Parametry stereofonního dekodéru

Oddělení kanálů	100 Hz	1 kHz	10 kHz
Vstupní signál 1 V z levého do pravého kanálu:	33 dB,	33 dB,	18 dB.
Vstupní signál 1 V z pravého do levého kanálu:	33 dB,	33 dB,	18 dB.
Vstupní signál 45 mV z levého do pravého a z pravého do levého kanálu:	27 dB,	27 dB,	27 dB.
Vstupní impedance dekodéru:	22 kΩ.		
Výstupní impedance:	47 kΩ.		
Zkreslení při vstupním signálu mono 1 V:	0,25 %.		
Napájecí napětí:	16 až 28 V.		

pětí. Proto je i výsledné oddělení kanálů (separace kanálů) velmi dobré.

K indikaci stereofonního signálu je vložen mezi vývod 4 a zem operačního zesilovače snímací odpor, na němž vzniká napětí, které otevírá tranzistor T_2 ; tranzistor má v kolektoru indikační žárovku a ta se při příjmu stereofonního signálu rozsvítí (je napájena kladným napětím).

Ke správné činnosti stereofonního dekodéru je pouze třeba párovat diody multiplexu a dobře naladit rezonanční obvodu.

Cívka L_1 má mít indukčnost 13 mH, cívka L_2 30 mH. Transformátor Tr_1 pro 19 kHz má mít 150 z; je navinut dvěma dráty současně. Transformátor Tr_2 má indukčnost primárního vinutí 8 mH a jeho sekundární vinutí má asi 100 závitů. Jiné údaje o cívkách v původním pramenu bohužel nejsou.

Všechny příklady zapojení v této části RK (Zapojení s integrovanými obvody) byly vybrány z firemní literatury n. p. TESLA Rožnov, fy Fairchild a fy Texas Instruments.

Různě aplikovaná elektronika

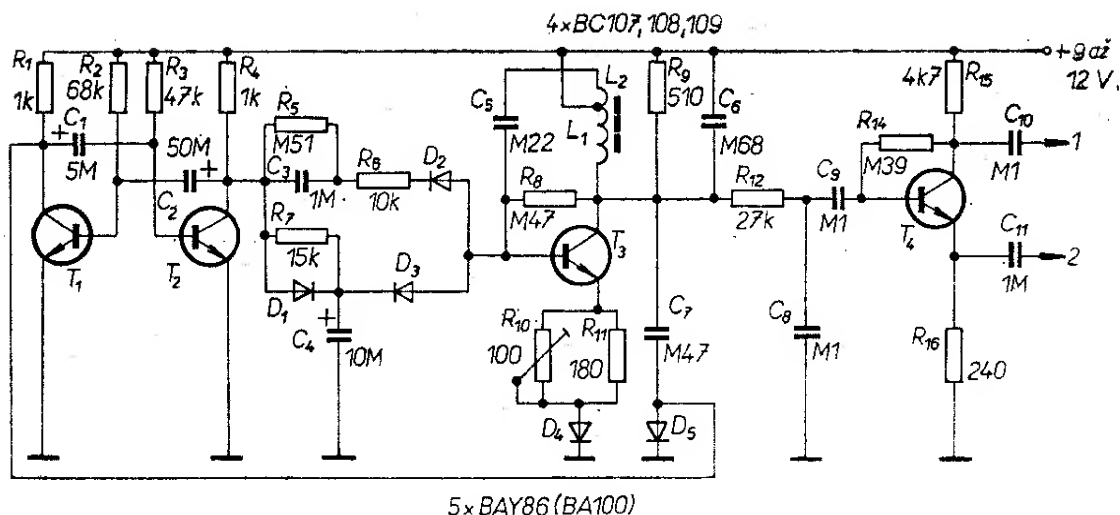
Elektronická kukačka

Popsané zařízení bylo původně použito jako „srdce“ hodin, v nichž se porouchala

původní „kukačka“. Lze ho však použít i jako originální zvonek do bateriového budíku, jako domovní zvonek atd.

Zapojení elektronické kukačky se skládá z generátoru sinusového signálu, jehož kmitočet lze přepínat (Meissnerův oscilátor, T_3), kmitavého obvodu L_1 , C_6 (popř. $C_6 + C_7$), astabilního multivibrátoru s tranzistory T_1 a T_2 a ze zesilovače s tranzistorem T_4 (obr. 73). Multivibrátor je s oscilátorem vázán obvodem, jehož činnost lze stručně popsat takto: předpokládejme, že T_1 multivibrátoru je otevřen a T_2 nevede. Oscilátor pak kmitá na kmitočtu, který je určen indukčností cívky L_1 a kapacitou kondenzátoru C_6 . Tón tohoto kmitočtu je jedním tónem hlasu kukačky. Kondenzátor C_7 se v zapojení neuplatní, neboť je vlastně odpojen tím, že je dioda D_5 uzavřena – anoda diody je připojena (příp. přes odpor) na zbytkové napětí tranzistoru T_1 , které je tak malé, že ji neuvede do vodivého stavu.

Po krátké době, dané časovou konstantou $C_1(R_1 + R_3)$, se multivibrátor překlápí a povede tranzistor T_2 , zatímco T_1 bude uzavřen. V tom případě se otevře dioda D_5 , poteče jí proud. Dioda představuje pro střídavé napětí malý odpor, přes který je připojen kondenzátor C_7 jedním pólem se zemí. Přes velmi malý vnitřní odpor baterie je kondenzátor C_7 připojen vlastně paralelně ke kondenzátoru C_6 – kapacita těchto paralelně spojených kondenzátorů způsobí, že oscilátor bude kmitat na nižším kmitočtu – tím se získá druhý tón hlasu kukačky.



Obr. 73. Elektronická kukačka

Po delší době, dané časovou konstantou $C_2(R_2 + R_4)$, se znovu překlápí multivibrátor a celý pochod se opakuje. Nižší a vyšší tón se tedy opakují bezprostředně po sobě – to však neodpovídá skutečnému hlasu kukačky. Proto byl mezi T_2 a T_3 zařazen obvod R_7 , C_4 , D_1 a D_3 , který umožní, že tranzistor T_3 může kmitat až tehdy, není-li obvod jeho báze zkratován diodou D_3 . To bude vždy, bude-li kondenzátor C_4 nabit kladným napětím.

Je-li T_1 otevřen a T_2 uzavřen, nabije se C_4 rychle přes R_4 a D_1 kladným napětím, takže D_3 nevede a oscilátor nekmitá. Změní-li se pracovní podmínky tranzistorů T_1 a T_2 , uzavře se dioda D_1 a kondenzátor se pomalu vybije přes R_7 (až napětí na něm dosáhne velikosti napětí na kolektoru T_2). Po určité době se otevře D_3 a oscilátor začne znova kmitat. Protože se však multivibrátor překlopí mnohem později, je vždy v signálu „kukačky“ po dvou tónech delší přestávka.

Obvod R_5 , R_6 , C_3 a D_2 zamezuje vzniku jakýchkoli „kliků“, k nimž dochází při přechodu oscilátoru z jednoho kmitočtu na druhý.

Odporovým trimrem R_{10} lze nastavit správný pracovní bod oscilátoru. Správný pracovní bod poznáme podle toho, že signál oscilátoru bude tak velký, že nebude ovlivňovat činnost multivibrátoru a že druhý tón signálu bude stejně dlouhý jako první. Dioda D_4 udržuje napětí na emitoru tranzistoru T_3 na úrovni asi 700 milivoltů, takže diody D_2 a D_3 spolehlivě

prerušují činnost oscilátoru tehdy, když je to třeba.

Správné tóny „kukačky“ jsou fis a d. Absolutní výška tónu je však méně podstatná, než jejich odstup, což musí být velká tercie. Kmitočtový poměr obou tónů je tedy 5 : 4. Při nastavování hlasu kukačky lze odstup tónů, popř. i jejich absolutní kmitočet měnit paralelními kondenzátory k C_6 nebo k C_7 , popř. i volbou jiné indukčnosti cívky L_1 .

Signál prepínacího kmitočtu multivibrátoru se z užitečného signálu oddeluje dolní propustí R_{12} , C_8 . Výstupní signál kukačky se pak vede na zesilovací stupeň s tranzistorem T_4 . Výstup zesíleného signálu z kolektoru tranzistoru slouží k napájení vstupu zesilovače s velkým odporem (větším než 50 kΩ), výstup z emitoru lze připojit k zesilovači s malým vstupním odporem a velkým napěťovým zesílením.

V zapojení lze použít libovolné nf tranzistory, např. KC508 a křemíkové diody. Indukčnost cívky L_1 je 75 mH, počet závitů $L_1/L_2 \doteq 5$. Při použití feritového jádra s $A_L = 160 \frac{\text{nH}}{\text{z}^2}$ je počet závitů např. 675, popř. 140.

Napájecí napětí je 12 V, odběr proudu max. 22 mA. Výstupní napětí na kolektoru je 2,3 V (první tón) a 1,75 V (druhý tón); na emitoru 135, popř. 100 mV. Kmitočet prvního tónu je 667 Hz, druhého 545 Hz.

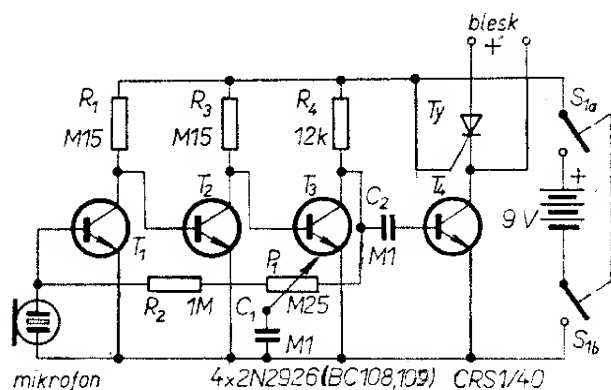
Radio-Elektronik-Schau č. 8/1971

Akustický spínač k ovládání blesku

Touha po neběžných snímcích přivedla konstruktéra-fotoamatéra na myšlenku, zhotovit spínač (nebo spouštěč) blesku, ovládaný zvukem. Je zřejmé, že lze např. velmi obtížně vystihnout okamžik odpálení blesku, chceme-li např. fotografovat talíř přesně v tom okamžiku, když dopadne na zem, zápalku přesně v okamžiku škrtnutí apod.

Akustický spínač pro odpálení blesku je velmi jednoduchý; jde o obvod s tyristorem, u něhož je přívod kladného napětí k blesku připojen na anodu tyristoru a přívod záporného napětí na katodu tyristoru. Zvuk se snímá malým krystalovým mikrofonom, zesiluje třítranzistorovým zesilovačem, usměrňuje a tvaruje na impuls, který otevře tyristor. Tyristor pak odpálí blesk.

V zapojení na obr. 74 jsou první tři tranzistory zapojeny jako nf zesilovač s velkým zesílením. Použité tranzistory



Obr. 74. Akustický spínač k ovládání blesku

lze beze změny zapojení nahradit tuzemskými typy KC509 nebo KC508. Tento třítranzistorový zesilovač odebírá ze zdroje napájecího napětí proud asi 1 mA. Citlivost zesilovače lze nastavit potenciometrem 250 k Ω ve větvi zpětné vazby.

Zesílený nf signál na kolektoru T_3 se vede přes kondenzátor 0,1 μ F na bázi posledního tranzistoru; tranzistor signál usměrní a dodává proudové impulsy, jimiž lze ovládat činnost tyristoru.

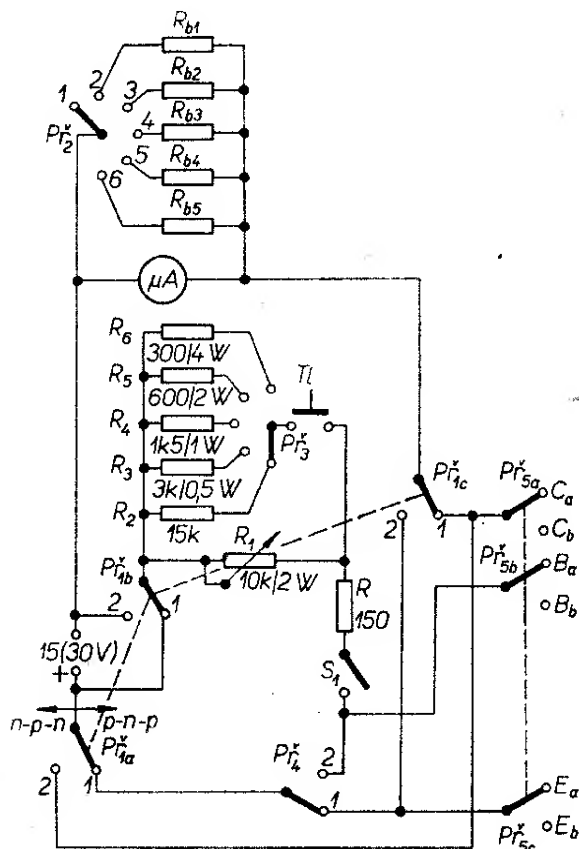
Practical Electronics, červen 1970

Konstrukční část

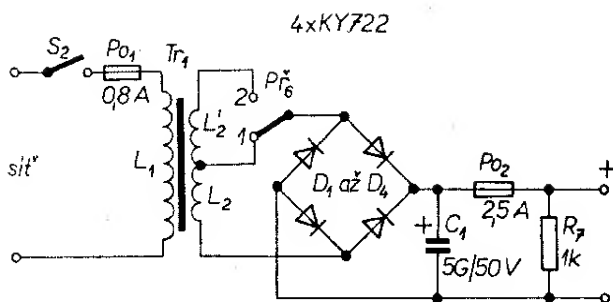
Měřič proudového zesílení výkonových tranzistorů

Protože jsem měl v minulém roce „v plánu“ stavbu výkonového nf zesilovače a experimenty s různými koncovými stupni, potřeboval jsem měřit použité výkonové tranzistory – jejich zbytkové proudy, zesílení atd. Během stavby zesilovačů jsem pak potřeboval zjistit, do jaké míry je u toho či jiného zesilovače činnost závislá na dokonalosti párování výkonových tranzistorů – proto jsem navrhl metodu měření parametrů výkonových tranzistorů dvěma univerzálními měřidly, která je zdoluhavá, a hledal cestu, jak nejjednodušším způsobem zhotovit měřič výkonových tranzistorů, příp. i s možností párování tranzistorů.

Protože mi bylo jasné, že jde o jednoúčelový přístroj, který budu používat jen



Obr. 75. Zapojení měřiče proudového zesílení. P_{1b} má mít vlevo polohu 1 a vpravo 2



Obr. 76. Zdroj napájecího napětí

občas, chtěl jsem zároveň, aby přístroj byl zhotoven ze součástek, které patří do tzv. šuplíkových zásob. Nakonec jsem zhotovil a vyzkoušel přístroj, jehož schéma je na obr. 75.

Koncepce přístroje vychází z měřiče tranzistorů, který byl uveřejněn v AR 3/71. Přístroj je doplněn zdrojem napájecího napětí podle obr. 76, jako měřidlo lze použít externí měřicí přístroj (např. Avomet); přístroj umožňuje měřit zbytkový proud I_{CE0} , zbytkový proud I_{CB0} a stejnosměrný proudový zesilovací činitel. Proudový zesilovací činitel lze měřit při napájecím napětí 15 nebo 30 V a při pěti různých proudech báze: 1, 5, 10, 25, 50 mA (při napětí 15 V), nebo 2, 10, 20, 50, 100 mA (při napětí 30 V).

Zdroj, jak je nakreslen na obr. 76, je navržen pro maximální výstupní proud 2 A – pokud ho budeme používat častěji a déle, je vhodné použít jako usměrňovací prvky diody typu KY710. Odpor na výstupu slouží jako stálá zátěž, přes níž se vybíjí náboj filtračního kondenzátoru při přepnutí zdroje z většího napětí na menší. Je samozřejmě možné použít jako zdroj pro měřič jakýkoli zdroj stejnosměrného napětí a podle napětí pak upravit odpory, určující proud báze měřeného tranzistoru (nebo proud báze změřit).

Popis činnosti

Při měření a zkoušení tranzistorů si zvolíme nejdříve podle jejich vodivosti polaritu napájecího napětí přepínačem $Př_1$. Tranzistor (nebo tranzistory) zasuneme do objímky (objímek), případně připevníme k jeho vývodům vývody z přepínače $Př_5$ krokosvorkami. Přepínač $Př_4$ je v poloze 1, tzn. že není připojena báze tranzistoru (tranzistorů). Přepínač $Př_2$

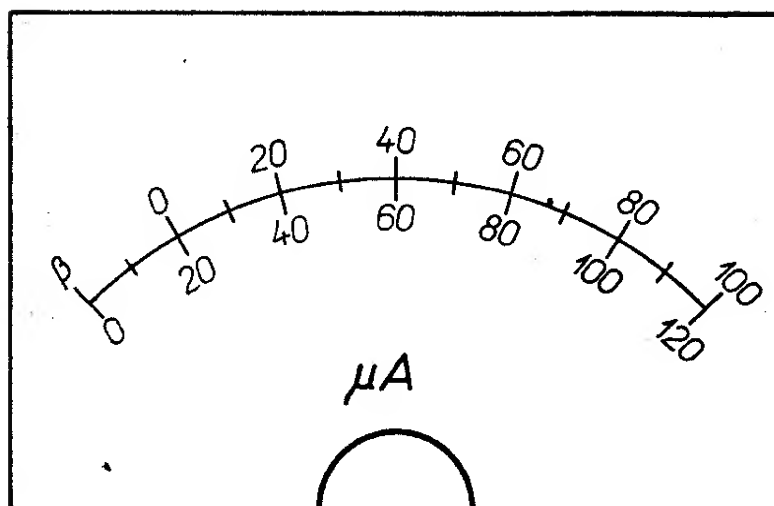
rozsahů měřicího přístroje přepneme do polohy, odpovídající největšímu měřenému proudu, aby případný zkrat mezi kolektorem a emitorem nezničil měřidlo (totéž platí při použití externího měřidla). Zvolíme měřicí napětí tak, abychom nepřekročili dovolené napětí (podle katalogu). Na měřidle pak čteme přímo zbytkový proud kolektor-emitor. Germaniové tranzistory mají podle kolektorové ztráty zbytkový proud kolektor-emitor řádu jednotek až desítek mA, křemíkové řádu desetin až jednotek μA .

Přepneme-li přepínač $Př_4$ do polohy 2, můžeme číst na měřidle zbytkový proud kolektor-báze. U germaniových i křemíkových tranzistorů závisí tento zbytkový proud opět na jejich kolektorové ztrátě – např. u germaniových tranzistorů s kolektorovou ztrátou asi 5 W je zhruba až 100 μA i více. Čím menší je zbytkový proud, tím lepší je tranzistor. U křemíkových tranzistorů je zbytkový proud opět až o několik řádů menší. Skončíme-li měření zbytkového proudu kolektor-báze, vrátíme přepínač $Př_4$ do polohy 1.

Potenciometr (proměnný odpor) 10 k Ω nastavíme na největší odpor. Sepneme spínač S_1 . Přepínač rozsahů ampérmetru přepneme opět do polohy 5 nebo 6. Do báze měřeného tranzistoru přivádíme určitý proud (přes proměnný odpor a odpor 150 Ω) – měřidlo ukáže určitou výchylku. Tento obvod slouží ke kompenzaci zbytkového proudu kolektor-emitor při měření proudového zesilovacího činitele. Běžec proměnného odporu pak nastavíme tak, aby ručka měřidla byla na nule na horní stupnici měřidla (obr. 77). Nula na horní stupnici odpovídá podle nastavení přepínače $Př_2$ proudu 0,02, 0,2, 2, 20, 200 nebo 400 mA. Přepnutím přepínače $Př_5$ zvolíme proud báze, při němž chceme měřit zesílení tranzistoru. Stisknutím tlačítka přivádíme tedy do báze měřeného tranzistoru proud, který známe; pro zvolené napájecí napětí 15 a 30 V jsou to v jednotlivých polohách přepínače $Př_3$ tyto proudy:

poloha přepínače	napájecí napětí	proud báze
1	15 V	1 mA
1	30 V	2 mA

Obr. 77. Úprava stupnice měřidla



2	15 V	5 mA
2	30 V	10 mA
3	15 V	10 mA
3	30 V	20 mA
4	15 V	25 mA
4	30 V	50 mA
5	15 V	50 mA
5	30 V	100 mA

Je-li např. napájecí napětí 15 V a přepínač $Př_3$ ve třetí poloze, protéká bází měřeného tranzistoru navíc proud 10 mA. Má-li měřený tranzistor proudový zesilovací činitel 50, ukáže měřidlo, že tranzistorem protéká proud $200 + 500 = 700$ mA, tento proud přečteme na spodní stupnici a na horní (obr. 80) čteme přímo velikost proudového zesilovacího činitele. V šesté poloze $Př_2$ nebude souhlasit cejchování stupnice se skutečností, neboť měřicí rozsah není desetinásobkem předchozího rozsahu – v tomto případě musíme velikost proudového zesilovacího

činitele vypočítat (= změnu proudu kolektoru dělíme změnou proudu báze).

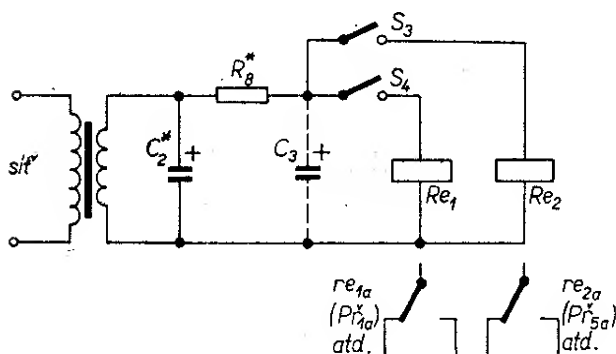
Nepoužijeme-li jako měřidlo Avomet, je vhodné použít měřidlo se základní citlivostí $100 \mu A$. Citlivost měřidla měníme bočníky, odpor bočníků vypočítáme ze vztahu

$$R_x = \frac{R}{n - 1},$$

kde R_x je odpor bočníku v ohmech, R je odpor měřidla a n poměr požadovaného rozsahu k dosavadnímu. Při použití různých typů měřidel jsou orientační odpory bočníků v tab. 2.

Tab. 2. Přibližný odpor bočníků pro měřidla různých typů se základním rozsahem $100 \mu A$

Typ měřidla	DHR5	DHR8	MP80	MP120
Odpor R [Ω]	3 500	1 200	1 800	
R_b při rozsahu [mA]				
0,12	17 500 Ω	6 000 Ω	9 000 Ω	
1,2	318	109	163 Ω	
12	31	11	16 Ω	
120	3	1	1,6 Ω	
1 200	0,3	0,1	0,16 Ω	
2 400	0,15	0,05	0,08 Ω	



Obr. 78. Náhrada přepínačů $Př_1$ a $Př_5$ relé

Upozorňuji, že se odpor R měřidel liší od jmenovité velikosti až o 25 %, výpočet bočníků je tedy jen informativní a měřidlo se musí oceňovat srovnáním s přesným měřidlem.

Mechanická konstrukce

Při konstrukci jsem nakonec zvolil uspořádání s vnějším zdrojem napájecího napětí; napájecí napětí indikuje malé (výprodejní) měřidlo (viz obrázky na titulní straně a na 4. str. obálky). Protože jsem nemohl sehnat (a ani neměl v zásobách) přepínače k přepínání n-p-n – p-n-p a k přepínání měřených tranzistorů (musí snést proud přes kontakty až 2 A), použil jsem jako $Př_1$ a $Př_5$ kontakty relé; relé jsou zapojena podle obr. 78. Relé mají v klidové poloze (tj. v poloze n-p-n, tj. v poloze 2 přepínače $Př_1$ a v poloze A u přepínače $Př_5$) sepnuty dva kontakty, jsou tedy v této poloze „bez proudu“. Je to řešení nouzové, které prodrazí celou stavbu – nebylo však vyhnutí. Relé jsou typu RP 100 s cívkou pro 20 V. Spínací proud je asi 50 až 70 mA.

Také přepínač $Př_2$ musí být robustní, jeho kontakty musí mít co nejmenší přechodový odpor a musí snést velký proud bez zahřátí nebo poškození.

Vývody z kontaktů A a B přepínače $Př_5$ lze udělat různě – já jsem volil jakousi objímku, která nedovolí zapojit tranzistor obráceně – navíc je pro rychlá měření vývod pro připojení kolektoru zhotoven lankem, ukončeným krokosvorkou.

Použité odpory nemusí být (kromě odporů bočníků ampérmetru) vybírány – nezávisí totiž na přesném určení absolutní velikosti proudového zesilovacího činitele; při párování tranzistorů je spíše třeba, aby proud báze u obou tranzistorů byl stejný – to je zajištěno konstrukcí přístroje.

Použité součástky

Odpory

Odpory u přepínače $Př_3$
15 k Ω , 0,25 W; 3 k Ω , 0,5 W; 1,5 k Ω , 1 W; 600 Ω , 2 W; 300 Ω , 4 W

Odpory u přepínače $Př_2$ (bočníky)

viz text

Ostatní odpory

R_1 150 Ω , 0,25 W

proměnný odpor (potenciometr) 10 k Ω /2 W, drátový

Přepínače

$Př_1$ třikrát dvě polohy, kontakty pro proud až 2 A
 $Př_2$ šest poloh (nebo více), robustní, nejlépe ze starého Avometu apod.

$Př_3$ pět poloh (maximální proud kontakty 100 mA)

$Př_4$ páčkový přepínač (tzv. síťový)

$Př_5$ třikrát dvě polohy, kontakty pro proud až 2 A
S spínač (tzv. síťový)

síťový transformátor Tr jádro M34a, prim. 830 z drátu
o \varnothing 0,5 mm, sek. 2 \times 56 z drátu o \varnothing 1,5 mm

diody KY722, popř. KY710, 4 ks

kondenzátor 5 000 μ F/50 V

odpor 1 k Ω /2 W

pojistky 2,5 A, 0,8 A

a další drobný materiál: knoflíky, pájecí lišty atd.

OBSAH

Quem ad finem

Zajímavá a praktická zapojení 6

Napájecí zdroje, stabilizátory, regulační obvody

Sériový stabilizátor napětí	2
Zdroj stabilizovaného napětí bez transformátoru	4
Laboratorní zdroj stabilizovaného napětí	5
Řízení rychlosti otáčení malých stejnosměrných motorků	7
Stabilizátor střídavého napětí s tyristory	10

Nízkofrekvenční technika

Nf předzesilovač využívající techniky operačních zesilovačů	13
Jakostní nf koncový zesilovač 20 W	16
Obvod se zvláštními tónovými korekcemi	17
Korekční zesilovač pro přepis záznamů z gramofonových desek	19
„Tone balance control“	21
Nf oscilátor s kapacitní diodou	22
Oscilátor LC pro elektronické varhany	24

Generátor RC	25
Jednoduchý světelný telefon	26
Tranzistorové zesilovací stupně s velkým vstupním odporem	28
Přijímací technika	
Přijímač se čtyřmi tranzistory pro příjem na třech pásmech	32
Jednoduchý přijímač s AVC pro příjem na SV a DV	33
Žárovková indikace vyladění pro stereofonní přijímače	35
Obrazový mf zesilovač bez cívek	36
Oscilátor a směšovač pro přijímač AM	37
Měřicí technika	
Kmitočtový standard	38
Univerzální měřicí přístroj s operačním zesilovačem	40
Horizontální a vertikální zesilovač tranzistorového osciloskopu	41
Jednoduchý zkoušeč nf, mf a vf obvodů	43
Jednoduchý tranzistorový osciloskop	44
Měřič zkreslení	45
Přímoukazující měřič kmitočtu	46
Voltohmometr s tranzistory MOSFET	49
Zapojení s integrovanými obvody	
Monostabilní klopný obvod spouštěný náběžnou hranou	50
Stabilizátor napětí +5 V s omezením výstupního proudu na 1 A	51
Elektronický měřič teploty	52
Napěťový stabilizátor 15 V s omezením výstupního proudu nad 50 mA	52
Stabilizátor napětí 100 V s omezením výstupního proudu nad 100 mA	53
Stabilizátor napětí -15 V/50 mA	54
Stabilizátor napětí -26 V	54
Stereofonní dekodér pro VKV	55
Různě aplikovaná elektronika	
Elektronická kukačka	56
Akustický spínač k ovládání blesku	58
Konstrukční část	
Měřič proudového zesílení výkonových tranzistorů	58

RADIOVÝ KONSTRUKTÉR – vydává vydavatelství MAGNET, Praha 1, Vladislavova 26, telefon 260651-9 ● Šéfredaktor ing. František Smolík ● Redakce Praha 2, Lublaňská 57, tel. 296930 PSČ 120 00 ● Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, ing. J. Čermák, CSc., J. Dlouhý, K. Donát, I. Harminc, L. Hlinský, ing. L. Hloušek, A. Hofhans, Z. Hradiský, ing. J. T. Hyan, ing. J. Jaroš, ing. F. Králík, ing. J. Navrátil, K. Novák, ing. O. Petráček, A. Pospíšil, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, J. Ženíšek ● Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 4,50 Kčs, pololetní předplatné 13,50 Kčs, roční předplatné 27,— Kčs ● Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil MAGNET – administrace, Praha 1, Vladislavova 26, PSČ 113 66. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS – vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1 ● Dohlédací pošta 07 ● Tiskne Polygrafia závod 01, Svobodova 1, 128 17 Praha – Vyšehrad ● Za původnost příspěvku ručí autor. Redakce rukopis vrátí, bude-li vyžádán a bude-li připojena frankovaná obálka se zpětnou adresou ● Toto číslo vyšlo 22. března 1973.

© Vydavatelství Magnet Praha



služby TESLA

PRODEJNY TESLA V ČSR

- **PRAHA 1**, Dlouhá 36 - tel. 634 16
- **PRAHA 1**, Dlouhá 15 - tel. 664 46
- **PRAHA 1**, Martinská 3 - tel. 240 732
- **PRAHA 1**, Soukenická 3
(prodejna II. jakosti) - tel. 661 61
- **PRAHA 2**, Slezská 6 - tel. 257 172
- **PRAHA 8**, Sokolovská 95
- **KLADNO**, Čs. armády 590 - tel. 3112
- **ČESKÉ BUDĚJOVICE**,
Jírovцова 5 - tel. 73 15
- **PARDUBICE**,
Palackého třída 580 - tel. 200 96
- **HRADEC KRÁLOVÉ**,
Dukelská 7/663 - tel. 242 53
- **ÚSTÍ NAD LABEM**,
Pařížská 19 - tel. 260 91
- **DĚČÍN**, Prokopa Holého 21 - tel. 5647
- **CHOMUTOV**,
Puchmajerova 2 - tel. 3384
- **LIBEREC**, Pražská 24/142 - tel. 222 23
- **JABLONEC NAD NISOU**, Lidická 8 -
tel. 5936
- **TEPLICE V ČECHÁCH**,
28. října 858 - tel. 4664
- **CHEB**, tř. ČSSP 26 - tel. 225 87
- **BRNO**, tř. Vítězství 23 - tel. 235 70
- **BRNO**, Františkánská 7 - tel. 259 50
- **JIHLAVA**, nám. Míru 66 - tel. 258 78
- **PROSTĚJOV**,
Žižkovo nám. 10 - tel. 3791
- **HODONÍN**,
Gottwaldovo nám. - 13 tel. 2144
- **OSTRAVA 1**,
Gottwaldova 10a - tel. 204 08
- **HAVÍŘOV VI**,
Zápotockého 63 - tel. 716 23
- **FRÝDEK-MÍSTEK**,
Dům služeb, sídliště Riviéra - tel. 4494
- **KARVINÁ VI**,
Čapkova ul. 1516 - tel. 466 54
- **KRÁLÍKY**, nám. ČSA 362 - tel. 931 298
- **OLOMOUČ**,
nám. Rudé armády 21 - tel. 7788
- **OSTRAVA 8 - PORUBA**,
Dělnická 387 - tel. 448 124
- **LANŠKROUN**, Školní 128/I - tel. 430
- **UHERSKÝ BROD**,
Moravská 92 (Zásilková služba) - tel. 2881

PRODEJNY TESLA V SSR:

- **BRATISLAVA**,
Červenej armády 8 - tel. 529 83, 562 92
- **BRATISLAVA**,
Červenej armády 10 - tel. 563 35
- **TRENČÍN**, Ľudový hájik 3 - tel. 5349
- **TRNAVA**, Jilemnického 34 - tel. 224 00
- **BANSKÁ BYSTRICA**,
Malinovského 2 - tel. 244 44
- **NIŽNÁ NAD ORAVOU**,
Dům služieb - tel. 3330
- **KOŠICE - NOVÉ MESTO**,
Dom služieb Luník I - tel. 352 04
- **KOŠICE, STARÉ MESTO**,
Leninova 110 - tel. 218 12
- **MICHALOVCE**,
Dom služieb - II. patro - tel. 2820
- **PREŠOV**,
Slovenskej republiky rad 5 - tel. 344 36
- **TREBIŠOV**, Dom služieb - tel. 3328

JEDINÁ SVÉHO DRUHU!

PRO VŠECHNY AMATÉRY I PROFESIONÁLY!

ROČENKA AMATÉRSKÉHO RADIA je vlastně katalogem vybraných zahraničních i tuzemských polovodičových prvků. Přináší údaje našich, sovětských, západoevropských, polských, maďarských, rumunských, japonských a dalších tranzistorů, údaje tranzistorů FET všech světových výrobců, údaje polovodičových diod, Zenerových diod, referenčních diod a diod s napětově závislou kapacitou. U všech prvků jsou uvedeny základní a mezní parametry, zapojení patice, výrobce, typické použití, technologie výroby apod.

ROČENKA AMATÉRSKÉHO RADIA zahrnuje i údaje nejnovějších prvků i těch, které právě přicházejí na trh.

ROČENKA AMATÉRSKÉHO RADIA bude mít asi 200 stran, cena 25,— Kčs. Vyjde v březnu a bude k dostání ve všech prodejnách PNS a ve vybraných prodejnách n. p. Kniha. Můžete si ji objednat také připojeným objednacím lístkem.

Objednávám

ROČENKU AMATÉRSKÉHO RADIA

počet kusů _____

Jméno _____

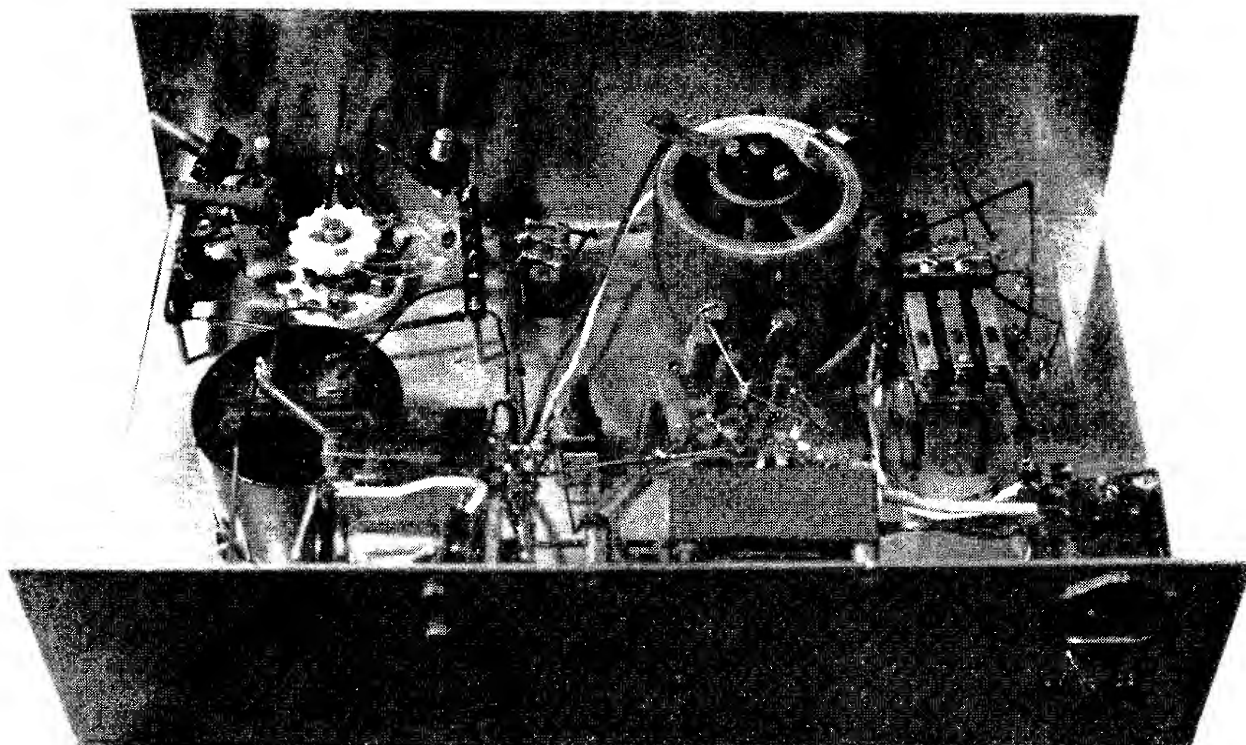
Adresa: _____

Datum a podpis: _____

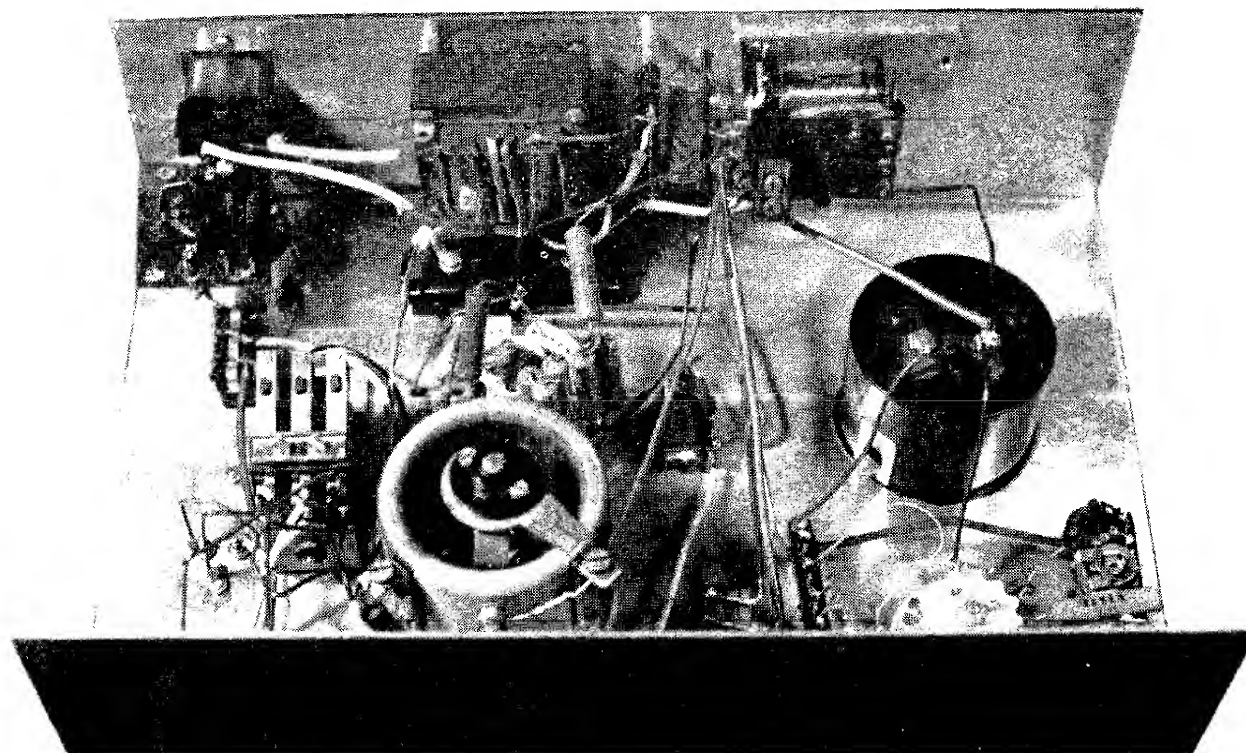
NEFRANKUJTE!
Věc služby spojové

POŠTOVNÍ NOVINOVÁ SLUŽBA
okresní administrace

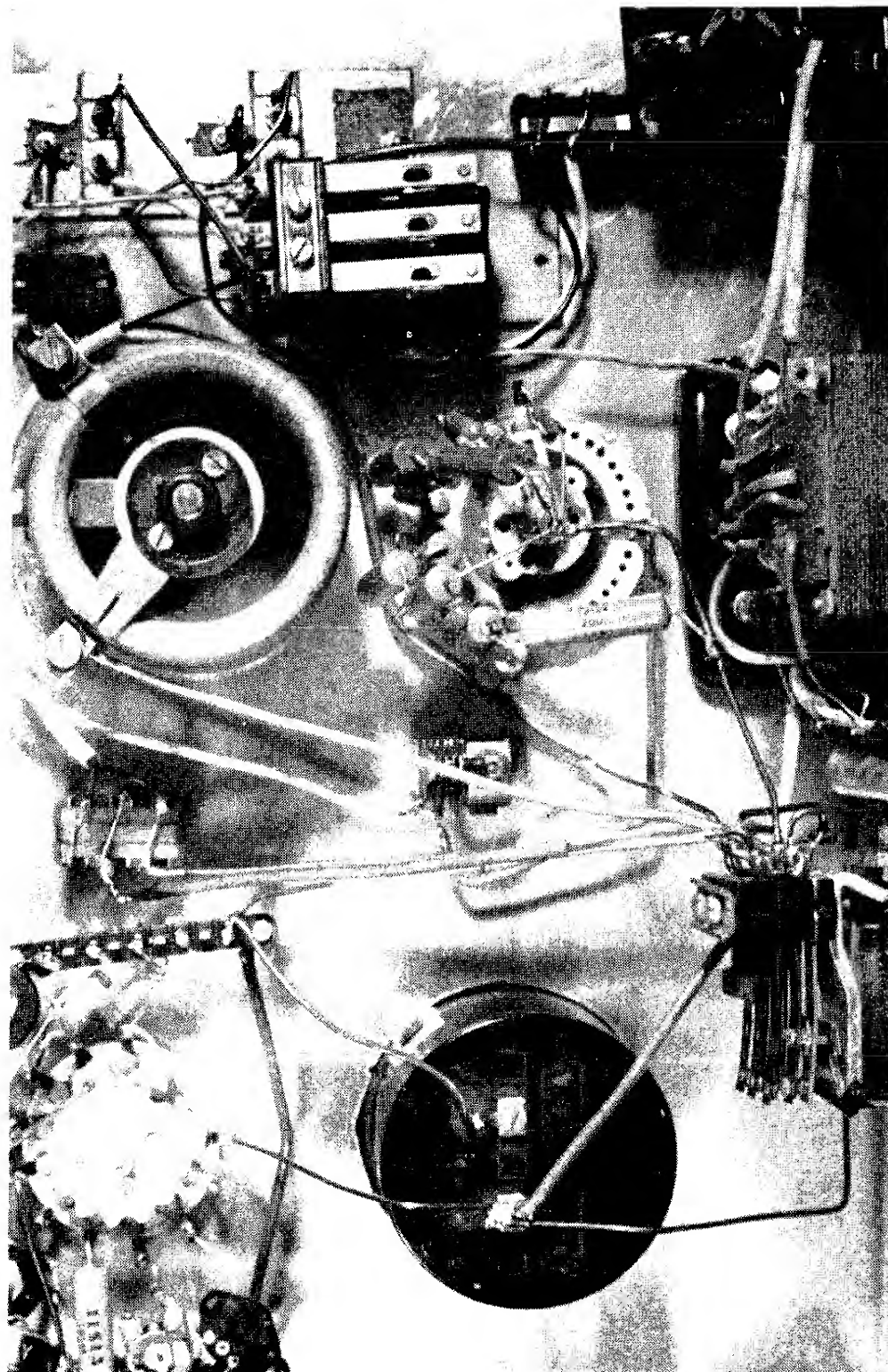
v: _____
(uveďte okres svého bydliště)



Vnitřní uspořádání přístroje k měření výkonových tranzistorů. Nahoře drátový potenciometr 10 k Ω , vlevo nahoře přepínač rozsahů měřidla



Vnitřní uspořádání přístroje k měření výkonových tranzistorů. Nahoře zleva objímka pro přívod síťového napětí, transformátor, z něhož se napájejí relé a jedno z relé. Uprostřed přepínač proudu báze



Detailní pohled na „vnitřnosti“ přístroje k měření výkonových tranzistorů. Vlevo uprostřed měřidlo, vlevo nahoře přepínač rozsahů měřidla, uprostřed obrážku přepínač proudu báze, nad ním potenciometr (proměnný odpor) 10 k Ω , vpravo nahoře vedle relé destička se zdírkami k připojení tranzistorů

